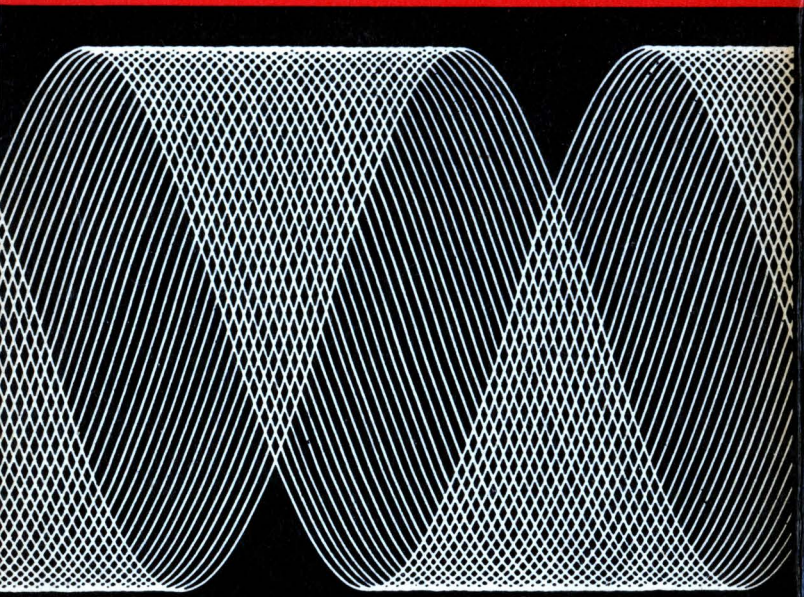
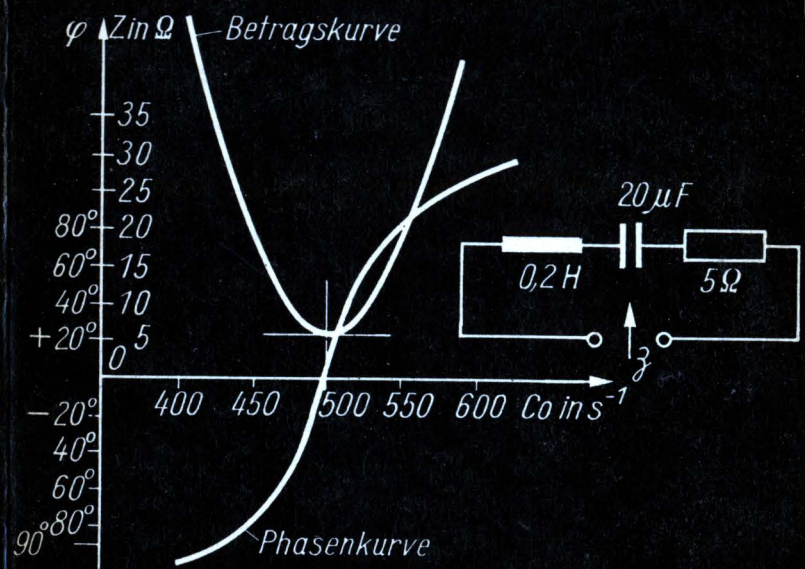


amateurreihe

electronica



Rolf Anders

151

Resonanzkreise, Bandpässe und Filter selbst berechnet

Teil 1

Leer

electronica 151

ROLF ANDERS

Resonanzkreise, Bandpässe und Filter selbst berechnet

Teil 1

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1977, 1.-15. Tausend
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1977
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5 · LSV 3539
Lektor: Wolfgang Hartmann
Zeichnungen: Gudrun Maraun
Typografie: Peter Mauksch
Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Eva Plake · Korrektor: Ingeborg Kern
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 13. 9. 1976
Bestellnummer: 745 891 6
DDR 1,90 M

Vorwort

Schwingkreise begegnen dem Amateur in der Praxis in den vielfältigsten Zusammenschaltungen. Sie werden in der NF-Technik genauso benötigt wie in der Hoch- und Höchstfrequenztechnik. Das Zusammenschalten von Schwingkreisen zu Filtern ist für den NF-Amateur ebenso wichtig wie für den Amateur, der einen Zwischenfrequenzverstärker aufbauen oder eine Antennenweiche berechnen will.

Um Filterschaltungen berechnen zu können, muß man die einschlägige Fachliteratur studieren. Es ist jedoch für den Amateur nicht immer einfach, aus der Vielfalt der Fachartikel und Fachbücher das für seine speziellen Belange gerade Richtige herauszufinden. Besonders in Fachbüchern wird das Thema Filterschaltungen mit hoher Qualität und mit Hilfe mathematischer Ableitungen umfassend behandelt. Für den Amateur, der sich ganz besonders für das Gebiet der Filterschaltungen und ihrer Berechnung interessiert, ist das eingehende Studium solcher Fachliteratur unerläßlich. Es gibt aber auch eine große Anzahl von Amateuren, die nur gelegentlich mit Filterschaltungen in Berührung kommen und dann möglichst zugeschnittene mathematische Beziehungen suchen, um die gesuchten Werte schnell berechnen zu können. Sie verzichten auf mathematische Ableitungen und theoretische Betrachtungen. Für diese Amateure sind die beiden Broschüren gedacht.

Es wird im Rahmen dieser beiden Broschüren durchaus nichts Neues oder Sensationelles geboten. Es wurde lediglich versucht, aus der Fülle der einschlägigen Fachliteratur das Konzentrat herauszuarbeiten, was unbedingt notwendig ist, um schnell und ohne besondere mathematische Vorkenntnisse Schwingkreise, Pässe, Resonanzleitungen und Bandfilter zu berechnen. Dabei wurde dem Einsatz von Tabellen und Diagrammen breiter Raum eingeräumt, um dem Leser die Be-

rechnungen noch weiter zu erleichtern. Auf Ableitungen wurde nur in wenigen Fällen eingegangen.
Praxisbezogene Anwendungsmöglichkeiten wurden besonders berücksichtigt.

Leipzig, Winter 1974 *Rolf Anders*

1. Schwingkreise

Schwingkreise sind die Grundkonstruktion aller Filter- und Paßschaltungen. Ihr Einsatz erfolgt in den vielfältigsten Zusammenschaltungen im gesamten Gebiet der Nieder- und Hochfrequenztechnik. Im vorliegenden Abschnitt sollen nur geschlossene Schwingkreise behandelt werden, bei denen die Schwingkreiselemente, Spule und Kondensator, in konzentrierter Form vorhanden sind. Wie in späteren Abschnitten noch gezeigt wird, ist das bei höheren Frequenzen nicht immer der Fall.
Es muß im Rahmen dieser Broschüre darauf verzichtet werden, die mathematischen Beziehungen am Schwingkreis abzuleiten oder einer genaueren Untersuchung zu unterziehen. Es sollen vielmehr dem Leser alle zur Berechnung von Schwingkreisen erforderlichen mathematischen Beziehungen, insoweit diese für die Amateurpraxis von Bedeutung sind, dargeboten werden.

1.1. Der Reihenschwingkreis

Bild 1.1a zeigt die Grundschaltung des Reihenschwingkreises. Bei dieser Schaltung wird angenommen, daß alle Verluste des Kreises im Widerstand R zusammengefaßt sind. Der Widerstand des Reihenschwingkreises ergibt sich nach der Beziehung

$$\underline{3} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \cdot \qquad (1.1)$$

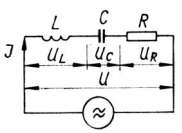


Bild 1.1a
Grundschaltung eines Reihenschwingkreises

Aus dieser Grundgleichung des Schwingkreises lassen sich alle anderen Beziehungen ableiten.

Der Betrag des Scheinwiderstandes ergibt sich nach

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \tag{1.2}$$

und der Phasenwinkel nach

$$\tan \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \,. \tag{1.3}$$

Die Betrags- und Phasenkurve des Schwingkreises sind in Bild 1.1b dargestellt. Aus der grafischen Darstellung läßt sich folgendes erkennen: Bei tiefen und hohen Frequenzen hat der Schwingkreis einen hohen Gesamtwiderstand. Bei den tiefen Frequenzen wird der größte Anteil des Gesamtwiderstandes vom Kondensator und bei den hohen Frequenzen von der

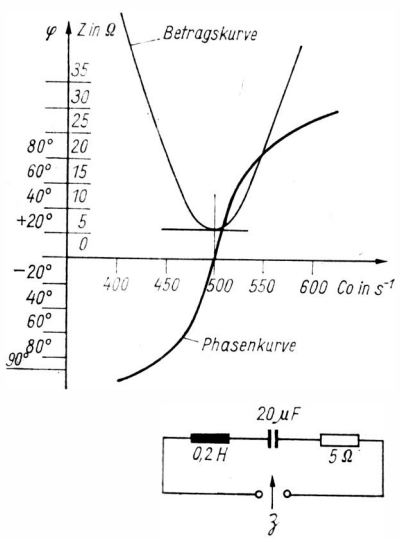


Bild 1.1b
Betrags- und Phasenkurve eines Reihenschwingkreises

Spule hervorgerufen. Der Reihenschwingkreis ist also bei tiefen Frequenzen vorwiegend kapazitiv und bei hohen Frequenzen vorwiegend induktiv. In der Mitte des Frequenzbereiches weist der Widerstand einen Minimalwert auf. Die Frequenz, bei der dieser Minimalwert auftritt, ist die Resonanzfrequenz ω_0. Bei ω_0 sind der kapazitive und der induktive Widerstand gleich. Es verbleibt im Kreis als Gesamtwiderstand nur der Verlustwiderstand R. Damit lauten die Resonanzbedingungen

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \text{ oder } \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \cdot \tag{1.4}$$

Somit gilt für die Resonanzfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ oder } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \tag{1.5}$$

Der Strom im Schwingkreis

Bei der bisherigen Betrachtung wurde angenommen, daß der Innenwiderstand der Spannungsquelle 0 ist und somit eine konstante Spannung am Schwingkreis anliegt. Die anliegende Spannung hat dann den Wert der Leerlaufspannung der Spannungsquelle. Bei Resonanz, wenn $\mathfrak{Y} = \frac{1}{\delta} = \frac{1}{R}$ ist, erreicht der Strom im Schwingkreis seinen höchsten Wert und und wird als Resonanzstrom nach

$$I_R = \frac{U}{R} \tag{1.6}$$

bezeichnet.

Die Höhe des Resonanzstromes bestimmen also die Verluste im Kreis. Neben der Resonanz fällt der Strom ab. Sein Betrag errechnet sich dann nach

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \tag{1.7}$$

und der Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung nach

$$\tan \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \cdot \tag{1.8}$$

Der Spannungsverlauf an R, C und L

Interessant am Reihenschwingkreis ist auch die Aufteilung der konstanten Klemmspannung auf die einzelnen Größen des Schwingkreises. Die anliegende Klemmspannung teilt sich wie folgt auf

$$U_L = \omega L I,\ U_C = \frac{1}{\omega C} I,\ U_R = R I . \tag{1.9}$$

Im Resonanzfall sind die Spannungen an L und C gleich groß.

Da der Resonanzstrom $I_R = \frac{U}{R}$ ist, gilt für die Resonanzspannung

$$U_{L\,res} = U_{C\,res} = \frac{\omega_0 L}{R} \cdot U . \tag{1.10}$$

Den Ausdruck $\frac{\omega_0 L}{R}$ nennt man die Güte Q, d. h.,

$$U_{L\,res} = U_{C\,res} = QU. \tag{1.11}$$

Diese Beziehung bringt zum Ausdruck, daß bei Resonanz die Teilspannungen über L und C um die Güte größer sind als die konstante Klemmspannung. Aus Gleichung (1.11) ist zu erkennen, daß in verlustarmen Kreisen mit Güten von 300 . . . 500 trotz kleiner Klemmspannung gefährlich hohe Resonanzspannungen auftreten können.

Die Bandbreite des Schwingkreises

Wie bei der Grenzfrequenz eines Verstärkers, so hat man auch bei Schwingkreisen die Übertragungsbandbreite durch den Abstand derjenigen Frequenzen festgelegt, bei denen die Resonanzkurve von ihrem Maximalwert auf den $\frac{1}{\sqrt{2}}$ Teil dieses

Wertes sinkt, also auf 70,7%. Dieser Betrag wird durch die beiden Eckfrequenzen bzw. Grenzfrequenzen f_{go} und f_{gu} gekennzeichnet. Der Übertragungsbereich zwischen diesen beiden Frequenzen wird als Bandbreite bezeichnet;

$$B = f_{go} - f_{gu}. \tag{1.12}$$

Es ist weiterhin die Bandbreite proportional dem Verlustfaktor des Schwingkreises. Somit gilt auch

$$B = df_o = \frac{f_o}{Q}. \tag{1.13}$$

1.2. Der Parallelschwingkreis

In der Praxis des Elektronikamateurs hat der Parallelschwingkreis eine weitaus größere Bedeutung als der Reihenschwingkreis. Soll der Parallelschwingkreis gute Resonanzeigenschaf-

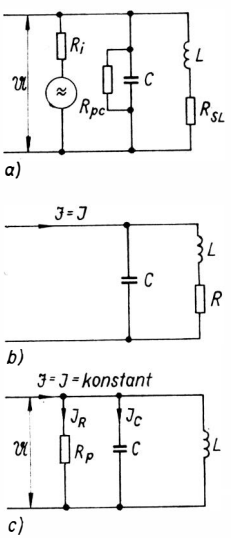


Bild 1.2
Grundschaltung des Parallelschwingkreises mit seinen Verlustwiderständen

ten aufweisen, so ist es erforderlich, daß er aus einer hochohmigen Spannungsquelle gespeist wird.

Den Aufbau des Parallelschwingkreises zeigt Bild 1.2. Seine Verluste sind im Bildteil a) wiedergegeben. Die vereinfachte Form der Strom- und Spannungsverhältnisse ist im Bildteil b) dargestellt. Wegen der Kleinheit der Kondensatorverluste gegenüber den Spulenverlusten werden diese überhaupt vernachlässigt oder den Spulenverlusten zugeschlagen. Im Bildteil c) wurde der Reihenwiderstand der Spule in einen Parallelwiderstand transformiert und mit dem Kondensatorverlustwiderstand R_p zusammengefaßt. Auf diese Weise ist es möglich, den Schwingkreis mit den Leitwerten zu berechnen. Die Ergebnisse sind denen des Reihenschwingkreises analog. In den Berechnungen vertauschen sich lediglich die Ströme und die Spannungen. Während beim Reihenschwingkreis eine konstante Klemmspannung vorausgesetzt wurde, ist beim Parallelschwingkreis ein konstanter in den Schwingkreis einfließender Strom vorausgesetzt. Es muß also ein hochohmiger Generator den Kreis speisen. Es gilt

$$\mathfrak{I} = \mathrm{I} \text{ und } \mathfrak{Y} \text{ sind konstant} \tag{1.14}$$

und für den Betrag der Spannung

$$\mathrm{U} = \frac{\mathrm{I}}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_p}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} \cdot \tag{1.15}$$

Bei Resonanz wird die Spannung $\mathfrak{U}$ reell und maximal;

$$U_r = I R_p. \tag{1.16}$$

Die Resonanzspannung U_r wird also um so größer, je größer R_p ist. Das bedeutet, daß hierbei gleichzeitig die Verluste klein sein müssen. Denn nur kleine Verluste weisen einen hohen R_p auf.

Die Schwingkreisströme

Bei Resonanz fließt offensichtlich der gesamte Generatorstrom über den Widerstand R_p. Es fließen aber auch noch sehr große Ströme durch L und C hin und her, so daß an den Blindwider-

ständen $\frac{1}{\omega_0 C}$ und $\omega_0 L$ die Resonanzspannung U_r aufgebaut wird. Da von außen den Blindwiderständen kein Strom zufließt und wegen der Verlustlosigkeit von L und C in den Blindwiderständen keine Wirkenergie verbraucht wird, stammen die hohen in L und C pulsierenden Ströme vom periodischen Wechsel zwischen elektrischer und magnetischer Energie her. Im Resonanzfall gilt

$$I_{C\,res} = I_{L\,res} = \frac{1}{d} I = QI \tag{1.17}$$

oder auch

$$I_{C\,res} = I_{L\,res} = \omega_0 C U_r = \omega_0 C R_p I = \frac{R_p I}{\omega_0 L} . \tag{1.18}$$

Es ist aus diesen Beziehungen ersichtlich, daß der reziproke Wert des Verlustfaktors, also die Kreisgüte, die Resonanzeigenschaften des Kreises eindeutig beschreibt. Im Resonanzfall ist der Strom durch Spule und Kondensator um die Kreisgüte größer als der in den Kreis einströmende Strom I.

Die Bandbreite

Ähnlich dem Reihenschwingkreis charakterisiert die Kreisgüte auch die Bandbreite des Parallelschwingkreises. Die Resonanzbandbreite des Parallelschwingkreises ist die Bandbreite B des Frequenzbereiches, innerhalb dessen die Resonanzspannung U_r auf $\frac{U_R}{\sqrt{2}}$ absinkt;

$$B = f_0 d = \frac{f_0}{Q} . \tag{1.19}$$

Der Kreiswiderstand

Die Verluste des Kreises werden durch den Widerstand R_p gekennzeichnet. Diese Bezeichnung ist jedoch nicht eindeutig genug, da sich R_p aus zwei Komponenten zusammensetzt, nämlich R_{pL} (Verlustwiderstand der Spule) und R_{pC} (Ver-

lustwiderstand des Kondensators). Setzt man für $R_p = R_K$, so gilt

$$R_K = \frac{R_{pC} \cdot R_{pL}}{R_{pC} + R_{pL}} \cdot \tag{1.20}$$

Unter Einbeziehung des Verlustfaktors bzw. der Güte läßt sich schreiben

$$R_K = \frac{\omega_0 L}{d} = Q\omega_0 L = Q\sqrt{\frac{L}{C}} = Q\, Z_0 = \frac{L}{RC} = \frac{Z_0^2}{R} \cdot \tag{1.21}$$

Diese Beziehung stellt für die Konstruktion von Schwingkreisen einen wichtigen Zusammenhang dar. Soll z. B. für eine bestimmte Frequenz ω_0, ein Schwingkreis dimensioniert werden, so gibt es zu dessen Realisierung nahezu unendlich viele LC-Variationen. Erst nach der Wahl der Resonanzwiderstandsgröße und damit des L/C-Verhältnisses kann man dann entscheiden. Um eine maximale Resonanzspannung zu erhalten, muß R_p möglichst groß gewählt werden. Einen hohen Wert erreicht man für R_K dadurch, daß man L möglichst groß und C möglichst klein wählt. Eine beliebige Vergrößerung von L und eine beliebige Verkleinerung von C ist aber aus folgenden Gründen nicht möglich. Um so größer nämlich L wird, desto größer wird auch der Verlustwiderstand R. Da diese Vergrößerung nicht proportional erfolgt, gibt es für jede Spule eine optimale Größe für L. Wählt man dagegen C zu klein, so treten die parasitären Kapazitäten (Schaltkapazitäten usw.) unkontrollierbar zu stark in Erscheinung und beeinflussen die Gesamtkapazität und die Resonanzfrequenz. Die Schaltung nach Bild 1.2c mit dem Parallelwiderstand R_p als Verlustwiderstand gilt bei geringen Verlusten mit guter Annäherung. Trotzdem entspricht sie nicht den tatsächlichen Verhältnissen. So ist die getroffene Feststellung, daß I im Resonanzfall nur durch R_p fließt, nicht in Ordnung, da in Wirklichkeit R_p zu L gar nicht existiert, sondern als Verlustwiderstand in Reihe zu L in der Spule liegt. Es fließt also im Resonanzfall der Verluststrom auch über die Induktivität. Die Schaltung nach Bild 1.2b gibt also die Realität besser wieder.

Allerdings sind die von ihr abzuleitenden mathematischen Beziehungen komplizierter. Es soll an dieser Stelle auf die Ableitung der nachstehenden Beziehungen verzichtet werden. Das Ergebnis ist jedoch folgendes: Die wirkliche Resonanz des verlustbehafteten Parallelschwingkreises liegt etwas tiefer als die Resonanzfrequenz ω_0 des idealen Schwingkreises. Es gilt

$$\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - d^2} \approx \omega_0 (1 - 0{,}5\, d^2) \tag{1.23}$$

und für die Frequenz ω_{max}, bei der die Schwingspannung ein Maximum wird,

$$\omega_{max} = \omega_0 \sqrt[4]{2d^2 + 1 - d^2}. \tag{1.23}$$

Die Trennschärfe

Vielfach besteht die Notwendigkeit, die Spannung zu bestimmen, die sich einstellt, wenn die Frequenz ω von der Resonanzfrequenz ω_0 abweicht. Das gilt z. B. für die Trennschärfe bei Empfängern. Unter Trennschärfe wird das Verhältnis U_r zu U_9 verstanden;

$$T = \frac{U_r}{U_9}\,. \tag{1.24}$$

Dabei ist unter U_9 die Spannung der um 9 kHz neben ω_0 liegenden Frequenz zu verstehen (das gilt nur für den AM-Empfangsbereich). Unter Einbeziehung der Bandbreite $B = \frac{f_0}{Q}$ ergibt sich

$$\frac{U_r}{U} \approx \sqrt{1 + 4\left(\frac{\Delta f}{B}\right)^2} \tag{1.25}$$

und speziell für die Trennschärfe im AM-Bereich von Rundfunkempfangsgeräten

$$T = \frac{U_r}{U_9} \approx \sqrt{1 + 4\left(\frac{9000\ \text{Hz}}{B}\right)^2}\,. \tag{1.26}$$

Der Generatorinnenwiderstand

In den bisherigen Betrachtungen wurden nur die Grenzfälle angenommen, daß der Generatorinnenwiderstand entweder

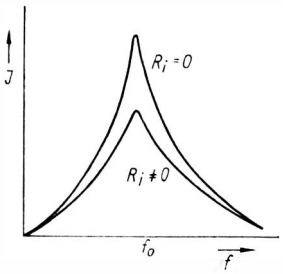


Bild 1.3
Einfluß des Generatorinnenwiderstandes auf die Resonanzkurve

sehr klein oder sehr groß ist. Nur unter diesen Gesichtspunkten gelten die angeführten Gleichungen und Beziehungen. Ist das nicht der Fall, so muß folgendes beachtet werden:

a) Wenn in Reihenschaltung bei Resonanz der Schwingkreisstrom ansteigt, kann das nur möglich werden, wenn die Eingangsspannung konstant bleibt. Es muß also ein sehr kleiner Generatorinnenwiderstand vorhanden sein. Ist das nicht der Fall, so bricht die Spannung zusammen. Und zwar in dem Moment, wenn der große Resonanzstrom entnommen wird. Die Resonanzkurve wird also dort am stärksten herabgedrückt, wo der größte Resonanzstrom fließt. In der Nachbarschaft der Resonanzkurve sind die fließenden Ströme kleiner und somit die inneren Spannungsverluste des Generators geringer, so daß die Klemmspannung weniger abfällt. Der Generatorinnenwiderstand wirkt sich verflachend auf die Resonanzkurve aus (s. Bild 1.3).

Beim Parallelschwingkreis ist I so lange konstant, wie $R_i \gg R_a$. Verkleinert sich dagegen R_i, so wird die Klemmspannung konstanter und um so mehr die Resonanzkurve eingeebnet. Ein ungünstiger Generatorinnenwiderstand bedämpft also die Resonanzkurve erheblich.

Ohne daß die bisher behandelten Beziehungen ihre Gültigkeit verlieren, kann dieser Innenwiderstand rechnerisch berücksichtigt werden, indem er zur Schwingkreisschaltung beim Reihenkreis hinzugeschlagen wird. Die bisherige Betrachtung des Reihenschwingkreises ist in Bild 1.4a dargestellt. Nimmt man nun gemäß Bild 1.4b den Generatorinnenwiderstand in die

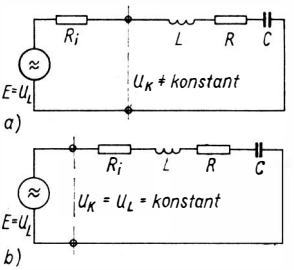


Bild 1.4 Ersatzschaltung zur rechnerischen Erfassung des Generatorwiderstandes auf die Resonanzeigenschaften eines Reihenschwingkreises

Schwingkreisschaltung auf, dann ist die Klemmspannung U_k gleich der Leerlaufspannung U_L. Auf diese Betrachtungsweise lassen sich alle bisher behandelten Beziehungen anwenden. Die Resonanzlage wird dabei, da sie nur von L und C abhängt, nicht verschoben. Es erfolgt jedoch eine Vergrößerung des Verlustwiderstandes von R auf $R + R_i$.
Dadurch verschlechtert sich die Güte Q. Es sinken deshalb die hohen Resonanzströme und -spannungen.
Somit ergibt sich:

$$d' = \frac{R + R_i}{\omega_0 L} = \frac{R}{\omega_0 L} + \frac{R_i}{\omega_0 L}, \tag{1.27}$$

weiterhin

$$\frac{R_i}{\omega_0 L} = d_i \tag{1.28}$$

und der Verlustfaktor der Gesamtschaltung

$$d' = d + d_i = \frac{R + R_i}{\omega_0 L}. \tag{1.29}$$

Die Güte $Q' = \frac{1}{d}$. (1.30)

Die Bandbreite $B' = f_0 d' = \frac{f_0}{Q'}$. (1.31)

Der Resonanzstrom $I' = \frac{U_L}{R + R_i}$. (1.32)

Die Resonanzteilspannungen $U'_{L\,res} = U'_{C\,res} = U_L Q'$. (1.33)

Für den Parallelschwingkreis ergeben sich ebenfalls Veränderungen, die in Bild 1.5 abgeleitet werden können. Wie Bild 1.5a zeigt, ist bei relativ kleinem R_i gegenüber dem Scheinwiderstand der Schaltung der Strom bei a-b nicht konstant. In Abhängigkeit vom Verhältnis Z/R_i fließt über R_i ein Teil des Generatorstromes I_k ab. Der abfließende Strom ist dann besonders groß, wenn Z auf den Resonanzwert R_k ansteigt. Der nunmehr geringere Stromfluß durch R_k bewirkt, daß sich an ihm nur eine entsprechend kleinere Spannung aufbauen kann. Die Inkonstanz des Stromes hat nun zur Folge, daß die bisherigen Beziehungen am Parallelschwingkreis korrigiert werden müßten. Trennt man jedoch R_i vom Generator und ordnet R_i der Schwingkreisschaltung zu, so ergibt sich jetzt bei a-b ein konstanter Stromfluß. Der Dämpfungswiderstand R_k ist jetzt kleiner, da zu ihm R_i parallel liegt. Der Kreis wird also zusätzlich durch R_i bedämpft. Die Resonanzspannung U_r verkleinert sich.

Es gilt

$$U'_r = I_k R'_k = I_k \frac{R_k R_i}{R_k + R_i} \,. \tag{1.34}$$

Die Bandbreite $B' = f_0 d'$. (1.35)

Der Gesamtverlustfaktor

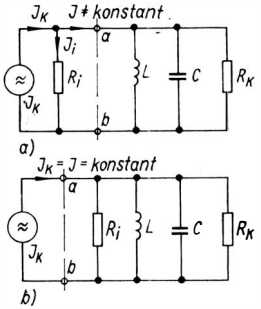


Bild 1.5
Ersatzschaltung zur rechnerischen Erfassung des Generatorwiderstandes auf die Resonanzeigenschaften eines Parallelschwingkreises

$$d' = \frac{\omega_0 L}{R'_k} = \frac{\omega_0 L}{R_k R_i}\left(R_k + R_i\right) = \frac{\omega_0 L}{R_i} + \frac{\omega_0 L}{R_k} = \frac{\omega_0 L}{R_k}\left(1 + \frac{R_k}{R_i}\right). \tag{1.36}$$

Setzt man

$$\frac{\omega_0 L}{R_i} = d_i, \tag{1.37}$$

so ergibt sich der Verlustfaktor der Gesamtschaltung zu

$$d' = d + d_i = d\left(1 + \frac{R_k}{R_i}\right). \tag{1.38}$$

Abschließend zur Speisung von Schwingkreisen aus hochohmigen bzw. niederohmigen Spannungsquellen noch einige Bemerkungen. Bisher wurde betont, daß Parallelschwingkreise aus einer hochohmigen und Reihenschwingkreise aus einer niederohmigen Spannungsquelle gespeist werden müssen. Diese Absolutierung soll nun noch kritisch untersucht werden. In Bild 1.6a bis d sind die Strom/Spannungs-Verhältnisse für Reihen- und Parallelschwingkreis bei unterschiedlichen Generatorinnenwiderständen dargestellt. Bei Betrachtung der Bilder wird folgendes klar. Ein niederohmig gespeister Schwingkreis weist eine konstante Klemmspannung auf, und der Strom ergibt sich aus seinem Widerstand. Bei Resonanz weist also ein Reihenschwingkreis einen sehr kleinen Widerstand auf und nimmt demzufolge einen großen Strom auf, und ein Parallelschwingkreis hat einen großen Widerstand und nimmt demzufolge einen kleinen Strom auf. Werden die Kreise jedoch hochohmig gespeist, so kehren sich die Verhältnisse um, denn ein hochohmiger Generator liefert in jedem Falle einen konstanten Strom, unabhängig vom Widerstand des Verbrauchers. In Abhängigkeit vom Verbraucherwiderstand wird jedoch eine hohe oder auch niedrige Spannung an ihm aufgebaut. Demzufolge baut sich an einem Reihenschwingkreis mit seinem kleinen Resonanzwiderstand eine nur kleine Spannung auf. Wegen des hohen Resonanzwiderstandes des Parallelschwingkreises baut sich an diesem eine sehr hohe Spannung auf. Es ergibt sich also folgendes Bild:

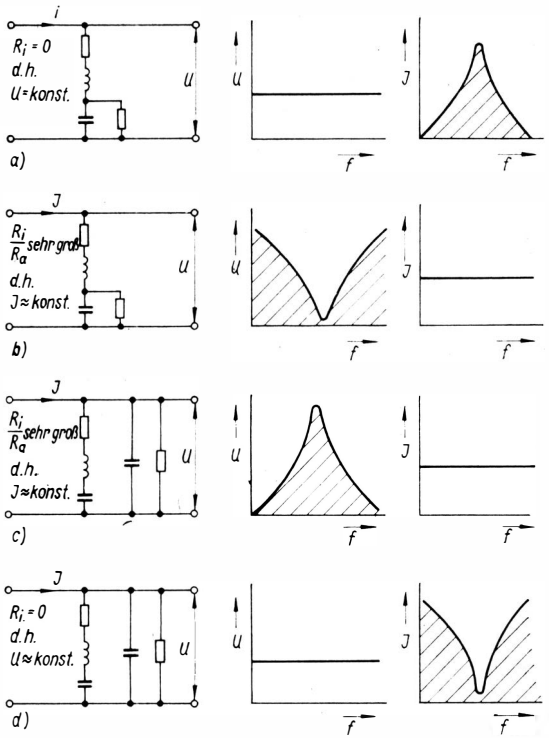


Bild 1.6 Verlauf von U und I am Schwingkreis bei unterschiedlicher Belastung; a — niederohmige Speisung eines Reihenschwingkreises, b — hochohmige Speisung eines Reihenschwingkreises, c — hochohmige Speisung eines Parallelschwingkreises, d — niederohmige Speisung eines Parallelschwingkreises

Soll mittels Schwingkreises bei einer bestimmten Frequenz Strom oder Spannung angehoben werden, so muß man einen Reihenschwingkreis niederohmig und einen Parallelschwingkreis hochohmig speisen. Kommt es aber im Gegenteil darauf an, eine bestimmte Frequenz oder einen bestimmten Frequenzbereich zu unterdrücken, so muß ein Reihenschwingkreis

hochohmig und ein Parallelschwingkreis niederohmig gespeist werden. In der Praxis finden derartige Fälle der Frequenzunterdrückung z. B. in Antennensaugkreisen ihre Anwendung.

1.3. Der Schwingkreis als Transformator

In bestimmten Fällen lassen sich Schwingkreise auch für Anpassungsprobleme einsetzen. Solche Schaltungen werden besonders dann verwendet, wenn es darum geht, einzelne Frequenzen oder schmale Frequenzbänder zu übertragen. Breite Frequenzbänder lassen sich mittels Schwingkreisen deshalb nicht übertragen, weil der Schwingkreis nur in der Nähe seiner Resonanzfrequenz gute Übertragungseigenschaften aufweist. Probleme der Widerstandstransformation treten besonders im Bereich der HF-Technik und dort besonders an Antennen auf. Die Übertragungseigenschaften von Schwingkreisen sollen an Hand von Bild 1.7 untersucht werden. Im linken Bildteil sind die Spulenverluste eines Parallelschwingkreises im Serienwiderstand R_s zusammengefaßt. Die Reihenschaltung $L + R_s$ läßt sich bekanntlich aber auch als Parallelschaltung $L' // R_p$ darstellen. Unter der Voraussetzung kleiner Verluste gilt

$$L' = L \text{ und } R_p = \frac{(\omega_0 L)^2}{R_s} = \frac{L}{R_s C} = \frac{Z_o^2}{R_s}. \qquad (1.39)$$

Wird nun der Parallelschwingkreis in seiner Resonanzfrequenz betrieben, so ist sein Eingangswiderstand rein reell, und zwar gleich R_p. Betrachtet man die Bauelemente L und C als verlustlos und den Widerstand R_s als niederohmigen Verbraucherwiderstand R_2, so erhält man gemäß Bild 1.8 die Grundschaltung des Schwingkreistransformators. Der Lastwiderstand R_2

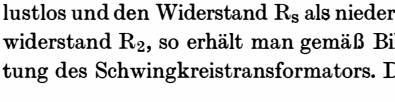


Bild 1.7
Transformation eines kleinen Serienwiderstandes in einen großen Parallelwiderstand

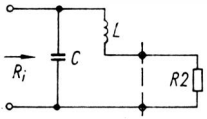


Bild 1.8
Schwingkreis als Übertrager

wirkt auf den Eingang des Schwingkreises wie ein Widerstand

$$R_1 = \frac{(\omega_0 L)^2}{R_2} = \frac{L}{R_2 C} = \frac{L}{R_2 C} = \frac{Z_o^2}{R_2} \cdot \tag{1.40}$$

Es ist zu erkennen, daß R_1 von $\omega_0 L$ bzw. vom Verhältnis L/C abhängt. Sind vom Generator und Verbraucher R_1 und R_2 fest vorgegeben, so muß der Kennwiderstand Z_0 bzw. $\omega_0 L$ wie folgt dimensioniert werden:

$$\omega_0 L = Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{R_1 R_2} \cdot \tag{1.41}$$

L und C muß man so dimensionieren, daß die Wurzel aus ihrem Produkt gleich dem reziproken Wert der Betriebs- oder Abstimmfrequenz des Transformators ist. Der Eingangswiderstand des Transformators hat dann einen reellen Wert. Des weiteren muß man L und C so auslegen, daß die Wurzel aus ihrem Verhältnis gleich der Wurzel aus $R_1 \cdot R_2$ ist. Es gilt

$$\sqrt{LC} = \frac{1}{\omega_0} \text{ und } \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{R_1 R_2} \cdot \tag{1.42}$$

Das Transformationsverhältnis ergibt sich aus der Beziehung

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} = \frac{\omega_0 L}{R_2} = \frac{Z_0}{R_2} \cdot \tag{1.43}$$

Die beschriebenen Verhältnisse gelten allerdings nur unter den Bedingungen

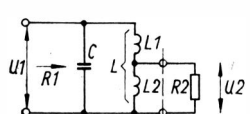


Bild 1.9
Schwingkreisübertrager mit unterteilter Induktivität

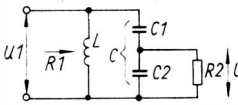


Bild 1.10
Schwingkreis mit kapazitivem Spannungsteiler

$$R_2 < \omega_0 L \text{ und } \omega_0 L > 10\, R_2\,. \tag{1.44}$$

Sind diese Bedingungen nicht erfüllt, so können zur Widerstandstransformation Schaltungen gemäß Bild 1.9 und Bild 1.10 benutzt werden. Nach Bild 1.9 ist L in die Teilinduktivitäten L_1 und L_2 aufgeteilt. Es entsteht so ein abgestimmter Spannungsteiler. Beim niederohmigen Teil, also $\omega L_2 < R_2$ und somit Parallelschaltung $L_2 \,//\, R_2$, teilt sich die Spannung U_1 im Verhältnis der induktiven Widerstände auf. Es wird

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \frac{L}{\omega L_2} = \frac{L}{L_2}\,. \tag{1.45}$$

Daraus ergibt sich

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_1^2}{U_2^2} = \left(\frac{L}{L_2}\right)^2. \tag{1.46}$$

Für die Schaltung nach Bild 1.10 gelten analoge Betrachtungen. Die mathematischen Beziehungen sind hier:

$$\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{\dfrac{1}{\omega C_2}}{\dfrac{1}{\omega C}} = \frac{C}{C_2}\,, \tag{1.47}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \left(\frac{U_1}{U_2}\right)^2 = \left(\frac{C_2}{C}\right)^2, \tag{1.48}$$

$$R_1 = \left(\frac{C_2}{C}\right)^2 R_2\,. \tag{1.49}$$

1.4. Zusammenstellung der wichtigsten Schwingkreisgleichungen

Reihenschwingkreis nach Bild 1.1

Resonanzbedingung: $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$

Resonanzfrequenz: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Kennwiderstand: $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$

Verlustfaktor des Kreises: $d = d_L + d_C = \frac{R}{\omega_0 C}$

Dämpfungseinfluß des Generators: $d_i = \frac{R_i}{\omega_0 L} = d\frac{R_i}{R}$

Dämpfungseinfluß des Verbrauchers: $d_a = \frac{R_a}{\omega_0 L} = d\frac{R_a}{R}$

Verlustfaktor der Gesamtschaltung:

$$d' = d_L + d_C + d_i + d_a = d\left(1 + \frac{R_i}{R} + \frac{R_a}{R}\right)$$

Güte des Kreises bzw. der Gesamtschaltung:

$$Q = \frac{1}{d} \quad \text{bzw.} \quad Q' = \frac{1}{d}$$

Kreiswiderstand bei Resonanz: $R = \omega_0 L d$

Resonanzstrom: $I_r = \frac{U}{R}$

Strom bei beliebiger Frequenz (an beliebiger Stelle der Resonanzkurve):

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad \text{oder} \quad \frac{I}{I_r} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 v^2}}$$

Verstimmung: $v = \eta - \frac{1}{\eta} = \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}$

Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung:

$$\tan \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} = Qv$$

Spannung an L und C bei Resonanz:

$$U_{L\,res} = U_{C\,res} = QU$$

Bandbreite:

bei $R_i \ll R$ gilt $B = f_o d = \frac{f_o}{Q}$

bei

R_i nicht $\ll R$ $\qquad B' = f_o d' = \frac{f_o}{Q'}$

Resonanzbandbreite bezogen auf eine Kapazitätsänderung:

$\Delta C = 2C_o d$ $\qquad$ bei $R_i \ll R$

$\Delta C' = 2C_o d'$ $\qquad$ bei R_i nicht $\ll R$

Parallelschwingkreis nach Bild 1.2

Resonanzbedingung: $\omega_o C = \frac{1}{\omega_o L}$

Resonanzfrequenz: $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ bzw. $\omega_r = \omega_o \sqrt{1 - d^2}$

(Bild 1.2b)

Kennwiderstand: $Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_o L$

Verlustfaktor des Kreises: $d = d_L + d_C = \frac{\omega_o L}{R_k}$

Dämpfungseinfluß des Generators: $d_i = \frac{\omega_o L}{R_i} = d \frac{R_k}{R_i}$

Dämpfungseinfluß des Verbrauchers: $d_a = \frac{\omega_o L}{R_a} = d\frac{R_k}{R_a}$

Verlustfaktor der Gesamtschaltung:

$$d' = d_L + d_C + d_i + d_a = d\left(1 + \frac{R_k}{R_i} + \frac{R_k}{R_a}\right)$$

Güte des Kreises bzw. der Gesamtschaltung:

$$Q = \frac{1}{d} \text{ bzw. } Q' = \frac{1}{d'}$$

Kreiswiderstand bei Resonanz:

$$R_k = \frac{L}{R\,C} = \frac{\omega_o L}{d} = \frac{1}{d}\sqrt{\frac{L}{C}} = Q\,Z_o$$

Resonanzspannung: $U_r = R_k\,I$

Spannung bei beliebiger Frequenz (an beliebiger Stelle der Resonanzkurve):

$$U = \frac{I}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_K}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} \text{ oder } \frac{U}{U_r} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 v^2}}$$

$$\text{oder } \frac{U_r}{U} \approx \sqrt{1 + 4\left(\frac{\Delta f}{B}\right)^2}$$

Verstimmung: $v = \eta - \frac{1}{\eta} = \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}$

Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung:

$$\tan\varphi = -\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) R_k = -\,Qv$$

Strom durch L und C bei Resonanz:

$$I_{L\,res} = I_{C\,res} = QI$$

Bandbreite:

bei $R_i \gg R_k$ $\qquad B = f_o d = \frac{f_o}{Q}$

bei R_i nicht $\gg R_k$ $\qquad B' = f_o d' = \frac{f_o}{Q'}$

Resonanzbandbreite bei Kapazitätsänderung:

$$\Delta C = 2C_0 d \qquad \text{wenn } R_i \gg R_k$$

$$\Delta C' = 2C_0 d' \qquad \text{wenn } R_i \text{ nicht} \gg R_k$$

Trennschärfe:

$$T = \frac{U_r}{U_9} \approx \sqrt{1 + 4\left(\frac{9000\ \text{Hz}}{B}\right)^2}$$

1.5. Die Bauelemente des Schwingkreises

Bevor wir auf die praktische Anwendung der behandelten Beziehungen eingehen, sollen noch kurz die Bauelemente des Schwingkreises untersucht werden.

Die Spule

Jede Spule weist Verluste auf, die durch den Widerstand des Leiters hervorgerufen werden. Die frequenzabhängigen Verluste einer Spule werden durch den Skin-Effekt hervorgerufen. Enthalten Spulen noch zusätzlich Kerne, so treten noch weitere zusätzliche Verluste auf, die auf die Wirbelströme und Hysteresis des Kernmaterials zurückführen.

Das Vorhandensein solcher Verluste bedeutet, daß der Scheinwiderstand einer Spule kein reiner Blindwiderstand ist. Den Widerstandsverlauf einer Spule zeigt Bild 1.11. Wie dort er-

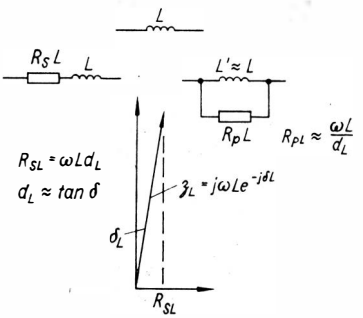


Bild 1.11
Widerstandszeiger und Ersatzschaltung einer verlustbehafteten Spule

sichtlich, steht der Zeiger des komplexen Spulenwiderstandes nicht wie bei einer Spule mit idealer Verlustlosigkeit senkrecht, sondern bildet einen Winkel, der als Verlustwinkel δ_L bezeichnet wird. Dieser Winkel vergrößert sich mit zunehmenden Verlusten. Im Serienwiderstand R_{sL} denkt man sich die gesamten Verluste der Spule vereint. Für den Verlustwinkel gilt die Beziehung

$$\tan \delta_L = \frac{R_{sL}}{\omega L}. \tag{1.50}$$

Der Verlustwinkel stellt eine etwas unbequeme Rechengröße dar. Er läßt sich aber mit guter Annäherung auch durch den Verlustfaktor ausdrücken

$$\delta_L \approx d_L \frac{R_{sL}}{\omega L}. \tag{1.51}$$

Den Verlustwiderstand kann man sich jedoch als parallelgeschaltet zur Induktivität ebenfalls vorstellen. Unter Verzicht auf die mathematische Ableitung kann man schreiben

Längswiderstand $\quad R_{sL} = \omega L d_L;$ (1.52)

Parallelwiderstand $\quad R_{pL} = \frac{\omega L}{d_L}$ oder $= \frac{(\omega L)^2}{R_{sL}}.$ (1.53)

Welche beider Schaltungen man bei der Berechnung von Schwingkreisen bevorzugt, hängt von der jeweiligen Schaltung ab. Eine weitere wichtige Größe der Spule ist ihre Qualität, die als Spulengüte Q bezeichnet wird und den reziproken Wert des Verlustfaktors darstellt

$$Q_L = \frac{1}{d_L}. \tag{1.54}$$

Der Zusammenhang zwischen Spulengüte und Verlustwinkel ist klar zu erkennen. Je kleiner der Verlustwinkel, desto größer die Spulengüte.

Der Kondensator

Die Kondensatorverluste entstehen durch die wenn auch sehr geringe Leitfähigkeit des Dielektrikums. Des weiteren treten

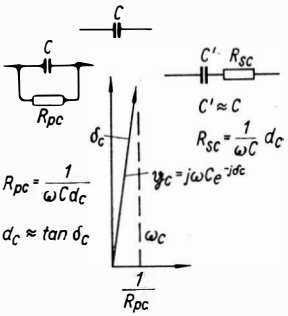


Bild 1.12
Leitwertzeiger und Ersatzschaltung eines verlustbehafteten Kondensators

besonders bei höheren Frequenzen Umpolarisierungseffekte auf, die ebenfalls die Verluste vergrößern. Die Ersatzschaltung des Kondensators zeigt Bild 1.12. Die gesamten Verluste des Kondensators werden im Parallelwiderstand R_{pC} zur Kapazität zusammengefaßt. Für den Kondensator gilt

$$\tan \delta_C = \frac{\frac{1}{R_{pC}}}{\omega C}. \tag{1.55}$$

In Analogie zur Spule gilt auch für den Kondensator

$$\delta_C \approx d_C = \frac{\frac{1}{R_{pC}}}{\omega C}. \tag{1.56}$$

Auch die Umwandlung des Verlustwiderstandes R_p von einem Parallel- in einen Reihenwiderstand ist hier möglich

Parallelwiderstand $$R_{pC} = \frac{1}{\omega C \, d_C}; \tag{1.57}$$

Reihenwiderstand $$R_{sC} = \frac{d_C}{\omega C}. \tag{1.58}$$

Zusammenschaltung von Spule und Kondensator

Beim Aufbau eines Parallelschwingkreises liegt der Verlustfaktor der Spule d_L und der des Kondensators d_C parallel.

Ohne auf die mathematische Ableitung einzugehen, gilt dann für den Gesamtverlustfaktor des Schwingkreises

$$d = d_L + d_C . \tag{1.59}$$

Und für den Verlustwiderstand des Schwingkreises

$$R_p = \frac{1}{d\ \omega_0 C} = \frac{\omega_0 L}{d} . \tag{1.60}$$

Für den Reihenschwingkreis gilt das gleiche. Auch hier lassen sich die einzelnen Verlustwiderstände zu einem Gesamtverlustwiderstand zusammenfassen:

$$R_s = d\ \omega_0 L = \frac{d}{\omega_0 C} . \tag{1.61}$$

Die Gesamtkreisgüte ergibt sich dann zu

$$Q = \frac{1}{\overline{Q}} . \tag{1.62}$$

[1], [2], [3].

1.6. Beispiele

Zu Abschnitt 1.1. bis Abschnitt 1.5. sollen nun einige praktische Beispiele unter Anwendung der besprochenen Beziehungen berechnet werden.

1. Beispiel

Es wird ein Reihenschwingkreis mit $C = 300\,pF$ und $L = 100\,\mu H$ aus einer konstanten Spannungsquelle $U = 4\,V$ gespeist. Der Gesamtverlustwiderstand der Schaltung beträgt $R = 2\,\Omega$. Es ist zu berechnen

a) ω_0, b) I_r, c) $U_{C\,res}$, d) d, e) Q, f) B,

g) Durch einen Serienwiderstand R_s soll die Bandbreite des Kreises auf $B' = 5\,kHz$ gebracht werden. Wie groß ist R_s zu wählen?

Lösung:

a) $$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{100 \cdot 10^{-6}\,H \cdot 300 \cdot 10^{-12}\,F}} = 5{,}77 \cdot 10^6\ s^{-1}$$

bzw. 918 kHz

b) $I_r = \frac{U}{R} = \frac{4\,V}{2\,\Omega} = 2\,A$

c) $U_{res} = \omega_o L I_r = 5{,}77 \cdot 10^6\,s^{-1} \cdot 100 \cdot 10^{-6}\,H \cdot 2\,A = 1154\,V!$

d) $d = \frac{R}{\omega_o L} = \frac{2\Omega}{5{,}77 \cdot 10^6\,s^{-1} \cdot 100 \cdot 10^{-6}\,H} = 3{,}46 \cdot 10^{-3}$

e) $Q = \frac{1}{d} = \frac{1}{3{,}48 \cdot 10^{-3}} = 289$

f) $B = f_o d = 918 \cdot 10^3\,Hz \cdot 3{,}46 \cdot 10^{-3} = 3176\,Hz$

g) $d' = \frac{B'}{f_o} = \frac{5000\,Hz}{918 \cdot 10^3\,Hz} = 5{,}44 \cdot 10^{-3}$

$R' = R_{zusatz} = d'\,\omega_o L = 5{,}44 \cdot 10^{-3} \cdot 5{,}77 \cdot 10^6\,s^{-1} \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 3{,}14\,\Omega$

2. Beispiel

Ein Reihenschwingkreis wird von einem niederohmigen Generator mit einer Klemmspannung von 100 mV gespeist. Dem Kondensator des Schwingkreises liegt der Gitterableitwiderstand $R_g = 1\,M\Omega$ einer nachgeschalteten Röhre parallel. Der Schwingkreis arbeitet auf einer Frequenz von 10 kHz. Die weiteren Daten sind:

$d_C = 0{,}005,\ d_L = 0{,}04,\ \omega_o L = 1\,k\Omega,\ \frac{1}{\omega_o C} = 1\,k\Omega.$

Wie groß ist die Gitterwechselspannung U_g?

Lösung:

Der Verlustfaktor des Kreises $d = d_c + d_L = 0{,}005 + 0{,}04 = 0{,}045$.

Die Bandbreite $B = f_o d = 10 \cdot 10^3\,Hz \cdot 0{,}045 = 450\,Hz$.

$C = \frac{1}{\omega_o Z_o}$, dabei ist $\omega_o = 2\,\pi\,f_o = 6{,}28 \cdot 10 \cdot 10^3\,Hz = 62{,}8 \cdot 10^3\,s^{-1}$

$$\text{und } C = \frac{1}{62{,}8 \cdot 10^3\ \text{s}^{-1} \cdot 10^3\ \Omega} = 15{,}9\ \text{nF}.$$

$$R_{pC} = \frac{1}{\omega_o C d_C} = \frac{1}{62{,}8 \cdot 10^3\ \text{s}^{-1} \cdot 15{,}9 \cdot 10^{-9}\ \text{nF} \cdot 5 \cdot 10^{-3}}$$

$$= 200{,}3\ \text{k}\Omega$$

$$R'_{pC} = \frac{R_{pC} \cdot R_g}{R_{pC} + R_g} = \frac{200{,}3 \cdot 10^3\ \Omega \cdot 10^6\ \Omega}{200{,}3 \cdot 10^3\ \Omega + 10^6 \Omega} = 166{,}9\ \text{k}\Omega,$$

was einem Verlustfaktor von

$$d'_C = \frac{1}{\omega_o C R'_{pC}} = \frac{1}{62{,}8 \cdot 10^3\ \text{s}^{-1} \cdot 15{,}9 \cdot 10^{-9}\ \text{F} \cdot 166{,}9 \cdot 10^3\ \Omega}$$

$$= 0{,}006$$

entspricht.

Somit ergibt sich eine Gesamtdämpfung von

$$d' = d_L + d'_C = 0{,}04 + 0{,}006$$
$$d' = 0{,}046.$$

Die Bandbreite verändert sich nach

$$B' = f_o d' = 10 \cdot 10^3\ \text{Hz} \cdot 0{,}046 = 460\ \text{Hz}.$$

Die Gitterwechselspannung U_g ist gleich U_C und hiermit

$$\frac{U}{d'} = U_C = \frac{1 \cdot 10^{-1}\ \text{V}}{0{,}046} = 2{,}17\ \text{V}.$$

3. Beispiel

Es ist ein Schwingkreis für eine Zwischenfrequenz $f_z = 470$ kHz aufzubauen. f_o soll gleich f_z sein. Die Frequenzverwerfung darf höchstens 120 Hz betragen, wobei beim Aufbau die in Erscheinung tretenden parasitären Schaltkapazitäten 0,1 pF betragen dürfen. Die Spulengüte beträgt $Q_L = 350$ und der Verlustfaktor des Kondensators $d_C = 0{,}4 \cdot 10^{-3}$. Die Bauelemente sind zu dimensionieren.

Lösung:

Soll sich die Frequenz $f_o = f_z = 470$ kHz bei einer Kapazi-

tätsveränderung von C + 0,1 pF um höchstens 120 Hz verändern, so muß die Kreiskapazität

$$C = \frac{\Delta C f_o}{2 \Delta f_o} = \frac{0{,}1\ \text{pF} \cdot 470000\ \text{Hz}}{2 \cdot 120\ \text{Hz}} = 196\ \text{pF}$$

haben.

Die Induktivität ergibt sich nach

$$L = \frac{1}{\omega_o 2\, C} = \frac{1}{(6{,}28 \cdot 470 \cdot 10^3\ \text{s}^{-1})^2 \cdot 196 \cdot 10^{-12}\ \text{F}} = 580\ \mu\text{H}.$$

Der Verlustfaktor der Spule

$$d_L = \frac{1}{Q_L} = \frac{1}{350} = 2{,}86 \cdot 10^{-3},$$

damit ergibt sich der Gesamtverlustfaktor

$$d = d_L + d_C = 2{,}86 \cdot 10^{-3} + 0{,}4 \cdot 10^{-3} = 3{,}26 \cdot 10^{-3}.$$

Der Resonanzkreiswiderstand

$$R_k = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{3{,}26 \cdot 10^{-3}} \cdot \sqrt{\frac{580 \cdot 10^{-6}\ \text{H}}{196 \cdot 10^{-1}\ \text{F}}} = 527{,}68 \cdot 10^3\ \Omega$$
$$= 527{,}68\ \text{k}\Omega.$$

Die Bandbreite $B = f_o d = 470 \cdot 10^3\ \text{Hz} \cdot 3{,}26 \cdot 10^{-3} = 1532\ \text{Hz}$.

2. Siebschaltungen

Siebschaltungen haben die Aufgabe, aus einem bestimmten Frequenzgemisch oder aus einem bestimmten Frequenzband definierte Frequenzanteile auszusieben und mit möglichst geringer Dämpfung zum Schaltungsausgang passieren zu lassen. Die übrigen Frequenzanteile sollen dagegen gesperrt oder zumindest stark gedämpft werden. In Abhängigkeit von der Lage des Durchlaßbereiches unterscheidet man zwischen Tief- und Hochpässen sowie zwischen Bandpässen und Bandsperren. Die Übergänge zwischen Durchlaß- und Sperrbereich derartiger Pässe und Sperren sollen möglichst steil sein. Bild 2.1 zeigt die idealisierten Dämpfungsverläufe solcher Schaltungen. Pässe werden aus Spulen und Kondensatoren aufgebaut und stellen im Prinzip erweiterte oder zusammengeschaltete Schwingkreise dar. Die Bauelemente von Pässen sollen möglichst kleine Verlustfaktoren aufweisen, damit die Dämpfung im Durchlaßbereich ein Minimum bleibt. Die Siebwirkung dieser Schaltungen beruht auf Resonanzvorgängen. Die Berechnung derartiger Siebschaltungen erfolgt mit Hilfe der Vierpoltheorie. Im Rahmen dieses Abschnittes wird auf die Ableitung der gebotenen mathematischen Zusammenhänge verzichtet, da sie für den Praktiker weniger wichtig sind. Der Einfachheit halber werden die besprochenen Schaltungen als verlustlos betrachtet.

2.1. Der Tiefpaß

Wie Bild 2.2 zeigt, besteht der Tiefpaß in T-Schaltung aus zwei Induktivitäten im Längszweig und einer Kapazität im Querzweig. Die tiefen Frequenzen können also die Induktivitäten mit ihrem niedrigen Längswiderstand ungehindert passieren und werden durch die Kapazität im Querzweig nur sehr wenig bedämpft. Für höhere Frequenzanteile stellen die

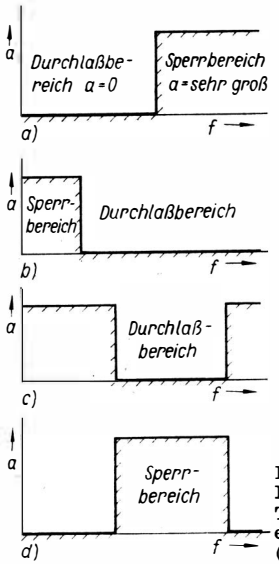


Bild 2.1
Idealisierte Filterkurve von einem Tiefpaß (a), einem Hochpaß (b), einem Bandpaß (c), einer Bandsperre (d)

Induktivitäten einen hohen Widerstand dar. Außerdem werden diese Frequenzen durch die Querkapazität kurzgeschlossen. Man könnte nun zunächst annehmen, daß mit ansteigender Frequenz die Dämpfung wegen des zunehmenden Längswiderstandes und des abnehmenden Querwiderstandes kontinuierlich ansteigt. Die Dämpfung bleibt aber über einen bestimmten Frequenzbereich nahezu konstant und steigt erst nach Erreichen einer bestimmten Grenzfrequenz stark an. Der Grund dafür ist, daß die Spannung an C bei ansteigender Frequenz wegen der sich immer stärker ausbildenden Resonanz zwischen ωL der einen Spule und $\frac{1}{\omega C}$ des halben Kon-

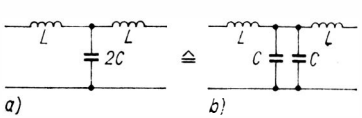


Bild 2.2
T-Grundschaltung

densators nicht zusammenbricht, sondern ansteigt. Bei entsprechender Dimensionierung kann man erreichen, daß die Spannung an C bei Annäherung an die Resonanz so weit ansteigt, daß sie mit dem zunehmenden Spannungsabfall an der nachgeschalteten Induktivität die Ausgangsspannung nahezu auf den Wert der Eingangsspannung konstant hält. Die Spannung bleibt bis zum Erreichen der Grenzfrequenz ω_g also nahezu konstant. Jenseits von ω_g bricht die Spannung wegen des Kurzschlusses über C zusammen. Die Grenzfrequenz wird also von L und C des Halbgliedes gemäß Bild 2.2 bestimmt. Die Grenzfrequenz errechnet sich nach

$$\omega_g = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{2.1}$$

Oberhalb dieser Grenzfrequenz steigt die Dämpfung stark an. Der Wellenwiderstand des Tiefpasses ist reell, aber nicht konstant. Er wird durch den Kennwiderstand

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2.2}$$

charakterisiert. Der Abschlußwiderstand des Tiefpasses soll

$$R = 0{,}8 \cdot Z_o \tag{2.3}$$

groß sein. Auf diese Weise werden Fehlanpassungen im Durchlaßbereich ausgeglichen. Die Bauelemente ergeben sich dann zu

$$C = \frac{1}{\omega_g Z_o} \tag{2.4}$$

und

$$L = \frac{Z_o}{\omega_g}. \tag{2.5}$$

Wird berücksichtigt, daß wegen Fehlanpassungen der Übertragungsbereich nicht ganz bis an die berechneten Grenzfrequenzen heranreicht, so legt man den Wert von ω_g etwas höher als die höchste noch zu übertragende Frequenz ω_h. Es gilt dann

$$\omega_g \approx \frac{\omega_h}{0{,}9} \tag{2.6}$$

bzw.

$$f_g \approx \frac{f_h}{0{,}9}. \tag{2.7}$$

Beispiel

Es soll ein Tiefpaß für einen Übertragungsbereich von 0 bis

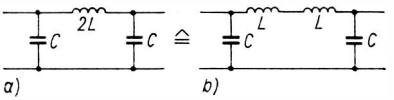


Bild 2.3
Tiefpaß π-Glied (a) und die Halbglieder-Ersatzschaltung (b)

3 kHz berechnet werden, der auf einem Abschlußwiderstand von 5 kΩ arbeitet.

Lösung:

$$Z_o = \frac{R}{0{,}8} = \frac{5000\ \Omega}{0{,}8} = 6250\,\Omega \quad f_g = \frac{f_h}{0{,}9} = \frac{3000\ \text{Hz}}{0{,}9} = 3333\ \text{Hz}$$

$$L = \frac{Z_o}{\omega_g} = \frac{6250\,\Omega}{6{,}28 \cdot 3333\ \text{s}^{-1}} = 299\ \text{mH}$$

$$C = \frac{1}{\omega_g\, Z_o} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 3333\ \text{s}^{-1} \cdot 6250\ \Omega} = 7{,}74\ \text{nF}.$$

Entsprechend Bild 2.2b muß im Querzweig der Schaltung 2C eingebaut werden, also C = 15,28 nF.
Den Tiefpaß in π-Schaltung zeigt Bild 2.3. Bei seiner Dimensionierung beachte: Den Abschlußwiderstand etwas größer als den Nennwiderstand wählen! Es gilt

$$R = 1{,}25 \cdot Z_o. \tag{2.8}$$

Alle anderen Beziehungen gelten wie bei der T-Schaltung. In Gegenüberstellung zur T-Schaltung soll das bereits berechnete Beispiel auch für die π-Schaltung durchgerechnet werden.

Lösung:

$$Z_o = \frac{R}{1{,}25} = \frac{5000\,\Omega}{1{,}25} = 4000\,\Omega \quad f_g = \frac{f_h}{0{,}9} = 3333\ \text{Hz}$$

$$L = \frac{Z_o}{\omega_g} = \frac{4000\,\Omega}{6{,}28 \cdot 3333\ \text{s}^{-1}} = 191\ \text{mH} \quad C = \frac{1}{\omega_g\, Z_o}$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \cdot 3333\ \text{s}^{-1} \cdot 4000\,\Omega} = 12\ \text{nF}.$$

Entsprechend der Schaltung nach Bild 2.3 muß in den Längszweig der Schaltung 2L = 382 mH eingebaut werden.

2.2. Der Hochpaß

Der Hochpaß hat die Aufgabe, bis zu einer bestimmten Frequenz alle Frequenzen zu sperren und oberhalb dieser Grenzfrequenz die hohen Frequenzanteile ungehindert passieren zu lassen. Im Gegensatz zum Tiefpaß sind in seinem Längszweig Kondensatoren und in seinem Querzweig Spulen angeordnet. Auf Grund ihres großen Widerstandes dämpfen die Kondensatoren die tiefen Frequenzen, die darüber hinaus noch durch die Spulen im Querzweig kurzgeschlossen werden. Wie der Tiefpaß, so wird auch der Hochpaß in T- und in π-Schaltung ausgeführt. Bild 2.4 zeigt den Hochpaß in T- und in π-Schaltung. Die Dimensionierung von Hochpässen erfolgt ebenfalls mit den Gleichungen (2.4), (2.5) und (2.6). Die tiefste noch zu übertragende Frequenz errechnet sich zu

$$\omega_g = 0{,}9 \cdot \omega_t \quad (2.9) \quad \text{bzw. } f_g = 0{,}9 \cdot f_t. \qquad (2.10)$$

1. Beispiel

Es ist ein Hochpaß in T-Schaltung zu dimensionieren. Der Paß soll Frequenzen oberhalb 5000 Hz übertragen und auf einem Abschlußwiderstand von 500 Ω arbeiten.

Lösung:

$$Z_o = \frac{R}{0{,}8} = \frac{500\,\Omega}{0{,}8} = 625\,\Omega \quad f_g = 0{,}9 \cdot f_t = 0{,}9 \cdot 5000 \text{ Hz}$$
$$= 4500 \text{ Hz}$$

$$L = \frac{Z_o}{\omega_g} = \frac{625\,\Omega}{6{,}28 \cdot 4500\ s^{-1}} = 22 \text{ mH, somit } \frac{L}{2} = 11 \text{ mH}$$

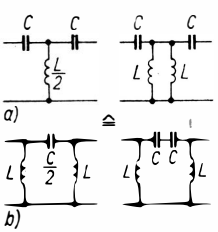


Bild 2.4
Der einfache Hochpaß mit Ersatzschaltung; a — T-Glied, b — π-Glied

$$C = \frac{1}{\omega_g Z_o} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 4500\ s^{-1} \cdot 625\ \Omega} = 56{,}6\ nF.$$

2. Beispiel

Der gleiche Hochpaß soll in π-Schaltung ausgelegt werden

$$Z_o = \frac{R}{1{,}25} = \frac{500\ \Omega}{1{,}25} = 400\ \Omega \quad f_g = 0{,}9 \cdot f_t = 0{,}9 \cdot 5000\ Hz$$

$$= 4500\ Hz$$

$$L = \frac{Z_o}{\omega_g} = \frac{400\ \Omega}{6{,}28 \cdot 4500\ s^{-1}} = 14\ mH$$

$$C = \frac{1}{\omega_g \cdot Z_o} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 4500\ s^{-1} \cdot 400\ \Omega} = 88{,}8\ nF, \text{ und}$$

somit $\frac{C}{2} = 44{,}4\ nF.$

2.3. Steile Siebschaltungen

Werden für bestimmte Siebschaltungen besonders steile Hoch- und Tiefpässe benötigt, so kann man mehrere gleiche Glieder hintereinanderschalten. Eine weitere Möglichkeit, einen besonders steilen Dämpfungsanstieg in der Nähe der Grenzfrequenz zu erreichen, bietet der Einsatz „versteilerter" Siebschaltungen. Bei derartigen Siebschaltungen liegen im Längszweig entweder zwei Parallelschwingkreise, oder im Querzweig ist ein Reihenschwingkreis. Die Eigenresonanz dieser Schwingkreise liegt etwas neben der Grenzfrequenz. An der Stelle seiner Eigenresonanz bewirkt der Reihenschwingkreis einen totalen Kurzschluß des Querzweiges, während die Parallelschwingkreise einen extrem hohen Sperrwiderstand im Längszweig bei Resonanz aufweisen. Nach *Zobel* lassen sich bei optimaler Bemessung der Schwingkreise unversteilerte und versteilerte Siebschaltungen zusammenschalten. Vorbedingung dabei ist allerdings, daß gleiche Wellenwiderstandsverläufe der Glieder vorliegen. *Zobel*-Glieder sind mit dem Faktor m behaftet und werden deshalb vielfach als m-Glieder bezeichnet.

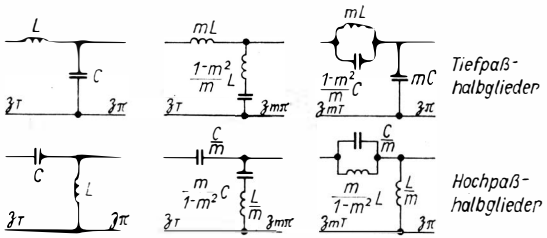


Bild 2.5 Übersicht über Tief- und Hochpaßglieder

Der Faktor m stellt dabei einen Multiplikationsfaktor für die Kapazitäten und Induktivitäten dar. In Bild 2.5 sind Tief- und Hochpaßfilter zusammengestellt. Aus diesen Halbgliedern lassen sich bei entsprechender Zusammenschaltung T- als auch π-Filter aufbauen.

Zur Berechnung von Hoch- und Tiefpässen mit *Zobel*-Gliedern folgendes beachten: Außer der bekannten Grenzfrequenz ω_g wird das *Zobel*-Glied noch mit der Frequenz ω_∞ gekennzeichnet. ω_∞ ist die Frequenz, bei der die Dämpfungsspitze oder der Dämpfungspol auftritt. Das Verhältnis von ω_∞ zu ω_g kennzeichnet man mit η_∞.

$$\eta_\infty = \frac{\omega_\infty}{\omega_g} \quad (2.11) \quad \text{und beim Hochpaß} \quad \eta_\infty = -\frac{\omega_g}{\omega_\infty}. \tag{2.12}$$

Bei der Berechnung von m-Gliedern geht man nun so vor, daß aus der vorgegebenen Grenzfrequenz ω_g und dem Nennwiderstand Z_0 die Werte für L und C errechnet werden. Des weiteren muß ω_∞ oder η_∞ vorgegeben sein. Der Multiplikationsfaktor m läßt sich dann aus

$$m = \frac{\sqrt{\eta_\infty^2 - 1}}{\eta_\infty} \quad (2.13) \quad \text{und} \quad \frac{1 - m^2}{m} = \frac{1}{\eta_\infty \sqrt{\eta_\infty^2 - 1}} \tag{2.14}$$

bestimmen. Tiefer in die Problematik der *Zobel*-Glieder einzudringen ist im Rahmen dieses Abschnittes nicht möglich.

2.4. Zusammenstellung der wichtigsten Gleichungen zur Berechnung von Hoch- und Tiefpässen

Vorgegeben müssen sein: ω_g, ω_∞, $R_{\text{abschluß}}$

$$Z_{0\,T} = \frac{R}{0{,}8}, \quad Z_{0\Pi} = \frac{R}{1{,}25}$$

$$L = \frac{Z_0}{\omega_g}, \quad C = \frac{1}{\omega_g Z_0}$$

$$m = \frac{\sqrt{\eta_\infty^2 - 1}}{\eta_\infty}, \quad \frac{1 - m^2}{m} = \frac{1}{\sqrt{\eta_\infty^2 - 1}}$$

$\eta_\infty = \frac{\omega_\infty}{\omega_g}$ beim Tiefpaß und $\eta_\infty = -\frac{\omega_g}{\omega_\infty}$ beim Hochpaß.

2.5. Beispiele mit *Zobel*-Gliedern

Zur Vertiefung des bisher behandelten Stoffes werden m-Glieder berechnet.

1. Beispiel

Für trägerfrequente Nachrichtenübertragung soll ein Tiefpaßfilter konstruiert werden. Der Träger arbeitet auf einer Frequenz von 5000 Hz. Das NF-Sprachband reicht bis 4500 Hz. Das Filter arbeitet auf einem Abschlußwiderstand von 600 Ω. Um noch vorhandene Trägerreste restlos zu unterdrücken, soll die Dämpfungsspitze bei 4500 Hz liegen. Bei diesem Filter bleibt die Bedingung $f_g = \frac{f_h}{0{,}9}$ bei der Rechnung unberücksichtigt.

Lösung:
Das Filter wird in T-Schaltung gemäß Bild 2.6 aufgebaut. Es

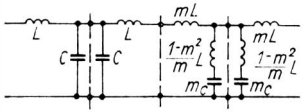


Bild 2.6
Tiefpaßfilter zum Beispiel

besteht aus einem versteilerten und einem unversteilerten Glied.

$$Z_0 = \frac{R}{0{,}8} = \frac{600\,\Omega}{0{,}8} = 750\,\Omega,\ L = \frac{Z_0}{\omega_g} = \frac{750\,\Omega}{6{,}28 \cdot 4500\ s^{-1}}$$

$$= 26{,}5\ mH$$

$$C = \frac{1}{\omega_g Z_0} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 4500\ s^{-1} \cdot 750\,\Omega} = 47{,}2\ nF$$

$$\eta_\infty = \frac{\omega_\infty}{\omega_g} = \frac{6{,}28 \cdot 5000\ s^{-1}}{6{,}28 \cdot 4500\ s^{-1}} = 1{,}11$$

$$m = \frac{\sqrt{\eta_\infty^2 - 1}}{\eta_\infty} = \sqrt{\frac{1{,}11^2 - 1}{1{,}11}} = 0{,}459$$

$$\frac{1 - m^2}{m} = \frac{1}{\eta_\infty \sqrt{\eta_\infty^2 - 1}} = 1{,}86.$$

Nunmehr können die einzelnen Bauelemente dimensioniert werden:

$L = 26{,}5\ mH,\ mL = 0{,}459 \cdot 26{,}5\ mH = 12{,}16\ mH$

$$\frac{1 - m^2}{m} L = 1{,}86 \cdot 26{,}5\ mH = 49{,}29\ mH,\ C = 47{,}2\ nF,$$

$mC = 0{,}459 \cdot 47{,}2\ nF = 21{,}66\ nF.$

Die Glieder lassen sich nun gemäß Bild 2.7 zusammenfassen. Somit ergibt sich:

$L_1 = L = 26{,}5\ mH,\ L_2 = L + mL = 26{,}5\ mH + 12{,}16\ mH$

$= 38{,}66\ mH$

$$L_3 = mL = 12{,}16\ mH,\ L_4 = \frac{1 - m^2}{m} L \cdot \frac{1}{2} = 28{,}87\ mH,$$

$C_1 = 2C = 94{,}4\ nF,\ C_2 = 2mC = 43{,}33\ nF.$

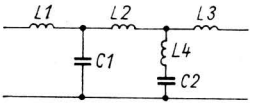


Bild 2.7
Tiefpaß mit den zusammengefaßten Bauelementen nach Bild 2.6

2. Beispiel

Mit den Daten des 1. Beispiels wird nun ein π-Filter aufgebaut.

Lösung:

Das Filter wird wiederum aus vier Halbgliedern zusammengestellt (Bild 2.8).

$$Z_o = \frac{R}{1{,}25} = \frac{600\,\Omega}{1{,}25} = 480\,\Omega, L = \frac{Z_o}{\omega_g} = \frac{480\,\Omega}{6{,}28 \cdot 4500\ s^{-1}} = 17\,mH,$$

$$C = \frac{1}{\omega_g \cdot Z_o} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 4500\ s^{-1} \cdot 480\,\Omega} = 73\,nF.$$

Da sich die Lage der Dämpfungsspitzen nicht ändert, bleiben die Werte für m wie im ersten Beispiel. Die Bauelemente erhalten folgende Dimensionen

$L = 17\,mH, \quad mL = 17\,mH \cdot 0{,}459 = 7{,}803\,mH,$

$$\frac{1 - m^2}{m} L = 1{,}72 \cdot 7{,}803\,mH = 13{,}42\,mH \quad C = 73\,nF,$$

$mC = 73\,nF \cdot 0{,}459 = 33{,}5\,nF.$

Die zusammengefaßte Schaltung zeigt Bild 2.9. Die Werte:

$L_1 = 2L = 2 \cdot 17\,mH = 34\,mH,$
$L_2 = L_4 = 13{,}42\,mH,$
$L_3 = 2\,mL = 2 \cdot 7{,}378\,mH = 15{,}606\,mH,$
$C_1 = C_2 = 73\,nF,$
$C_3 = C_4 = mC = 33{,}5\,nF.$

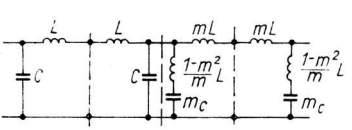


Bild 2.8
π-Filter zum Beispiel

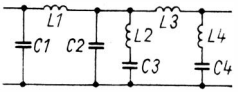


Bild 2.9
Zusammengefaßte Schaltung nach Bild 2.8

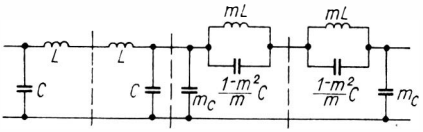


Bild 2.10 Filterschaltung zum Beispiel

3. Beispiel

Die π-Schaltung läßt sich aber auch mit Schwingkreisen gemäß Bild 2.10 aufbauen. Da Z_0, L, C, η_∞ und m wie im zweiten Beispiel sind, genügt es, nach der Zusammenfassung der Bauelemente gemäß Bild 2.11 diese zu dimensionieren.

$L_1 = 2L = 2 \cdot 17\ \text{mH} = 34\ \text{mH}$, $L_2 = 2mL = 2 \cdot 7{,}80\ \text{mH}$
$= 15{,}60\ \text{mH}$,

$C_2 = C + mC = 73\ \text{nF} + 33{,}5\ \text{nF} = 106{,}5\ \text{nF}$,

$C_1 = C = 73\ \text{nF}$,

$C_4 = mC = 33{,}5\ \text{nF}$

$$C_3 = \frac{1 - m^2}{m} \cdot \frac{C}{2} = 1{,}72 \cdot \frac{73\ \text{nF}}{2} = 62{,}78\ \text{nF}.$$

Man kann erkennen, daß bei der Schaltung nach Bild 2.10 Bauelemente eingespart werden. Es ist notwendig, bevor man eine Schaltung berechnet, diese vorher zu skizzieren, um die optimalste Variante zu ermitteln.

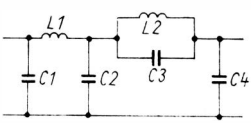


Bild 2.11
Zusammengefaßte Schaltung nach Bild 2.10

2.6. Berechnung von Hoch- und Tiefpässen mit Hilfe der Blindwiderstände

Vielfach steht der Amateur vor der Aufgabe, Hoch- oder Tiefpässe möglichst schnell und mit nicht besonders hohen Ansprüchen an die Genauigkeit der Rechnung zu konstruieren. Es soll deshalb eine Berechnungsmethode vorgestellt werden, die es gestattet, bei vorgegebenen m-Faktoren Hoch- und Tiefpässe mit hinreichender Genauigkeit schnell zu berechnen. Die einzelnen Rechengänge reduziert man durch Einführung von normierten Rechengrößen. Zum besseren Verständnis sei zunächst Bild 2.12 zu betrachten. Die Schaltung stellt einen einfachen Hochpaß in T-Schaltung dar. Die Bauelemente eines solchen Passes berechnen sich zunächst nach den Beziehungen

$$L = \frac{Z}{2\,\pi\,f_g} \quad \text{und} \quad C = \frac{1}{2\,\pi\,f_g\,Z},$$

wobei in diesen Beziehungen Z den Abschlußwiderstand bzw. Wellenwiderstand der Schaltung darstellen soll.
Diese Gleichungen lassen sich aber auch wie folgt umstellen:

$$\frac{1}{2} = \frac{2\,\pi\,f_g\,L}{Z} \quad \text{und} \quad 1 = \frac{1}{2\,\pi\,f_g C Z}.$$

Diese Gleichungen geben nun das Verhältnis des kapazitiven bzw. induktiven Blindwiderstandes bei der Grenzfrequenz f_g zum Wellenwiderstand Z an. Um nun den Rechengang etwas übersichtlicher zu gestalten, führt man den Begriff der Hilfsfrequenz f_H ein. Zusätzlich wird diese Hilfsfrequenz noch mit den Indizes C und L gekennzeichnet:

$$f_{HL} = \frac{f_g}{Z} \;(2.15) \quad \text{und} \quad f_{HC} = f_g Z\,. \tag{2.16}$$

Diese Werte der Hilfsfrequenzen werden nun in die o. a. Gleichungen eingesetzt. Es gilt dann

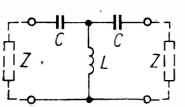


Bild 2.12
Einfacher Hochpaß in T-Schaltung

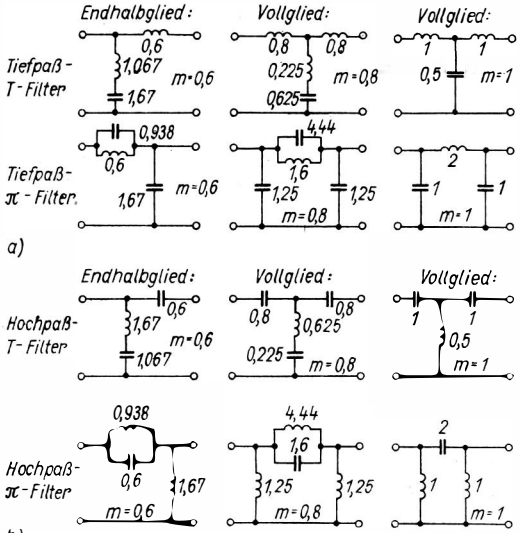


Bild 2.13 Zusammenstellung der Hoch- und Tiefpaßglieder mit den eingetragenen Blindwiderständen

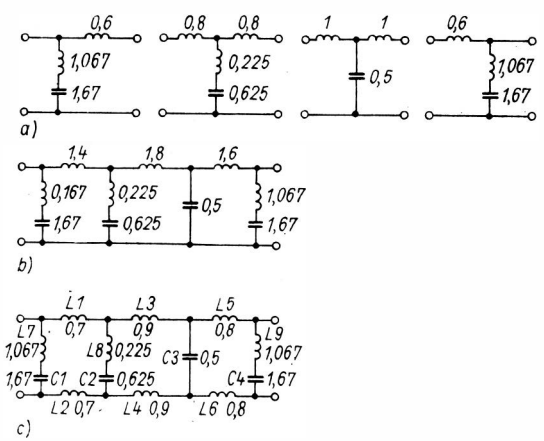


Bild 2.14 Stromlaufplan zum TVJ-Filter

$$\frac{1}{2} = 2\,\pi\,f_{HL} \cdot L \quad (2.17) \quad \text{und} \quad 1 = \frac{1}{2\,\pi\,f_{HC} C} \cdot \quad (2.18)$$

Die Rechenergebnisse der Gleichungen (2.17) und (2.18) werden als Blindwiderstände X_L und X_C mit der Dimension Ohm aufgefaßt (physikalisch nicht exakt). Die Gleichung (2.17) besagt nun, daß L die Induktivität ist, bei der mit der Hilfsfrequenz f_{HL} der Blindwiderstand X_L gleich 0,5 Ω beträgt. Die Gleichung (2.18) besagt, daß C die Kapazität ist, die bei der Hilfsfrequenz f_{HC} den Blindwiderstand $X_C = 1\,\Omega$ aufweist. Mit dieser Methode kann man nun relativ einfach entsprechende Paßschaltungen berechnen.

In Bild 2.13 sind die einzelnen Halb- und Vollglieder von versteilerten Hoch- und Tiefpässen in T- und π-Schaltungen zusammengestellt. Zur Zusammenschaltung stehen Vollglieder mit m = 1 und 0,8 sowie Halbglieder mit m = 0,6 zur Verfügung. Zu den einzelnen Bauelementen dieser Glieder sind die Blindwiderstände X_C und X_L bei den Hilfsfrequenzen angegeben.

Die Berechnung geht nun folgendermaßen vor sich:

1. Aufbau der Schaltung (T- oder π-Schaltung)
2. Zusammenstellung der einzelnen Glieder
3. Eintragung der Blindwiderstände
4. Zusammenfassung der Schaltung
5. Berechnen von f_{HL} und f_{HC}
6. Berechnen der einzelnen Bauelemente

1. Beispiel

Es soll ein TVJ-Filter zwischen einen Senderausgang und eine Antenne geschaltet werden. Es handelt sich also um ein Tiefpaßfilter. Es wird vor als auch nach dem Filter eine symmetrische Speiseleitung mit Z = 300 Ω eingesetzt. Die Filtergrenzfrequenz soll $f_g = 40$ MHz betragen und ein möglichst steiler Übergang angestrebt werden.

Lösung:

1. Da die Speisung symmetrisch erfolgt, wird die T-Schaltung eingesetzt, da sich nur mit ihr das Filter symmetrieren läßt.

2. Die Schaltung baut man mit einem Vollglied (m = 0,8) und zwei Halbgliedern (m = 0,6) auf. Den Aufbau zeigt Bild 2.14a.
3. Die Werte der Blindwiderstände entnimmt man Bild 2.13. und trägt sie (wie in Bild 2.14a gezeigt) ein.
4. Die Schaltung wird, wie in Bild 2.14b gezeigt, vereinfacht, soweit es nur geht, und anschließend, wie es die Aufgabenstellung vorsieht, symmetrisch aufgeteilt (Bild 2.14c).
5. Es erfolgt die Berechnung

$$f_{HL} = \frac{f_g}{Z} = \frac{40 \cdot 10^6\ \text{Hz}}{300\,\Omega} = 1{,}33 \cdot 10^5, \quad f_{HC} = f_g Z =$$

$$40 \cdot 10^6 \cdot 300 = 12 \cdot 10^9 .$$

6. Die Berechnung der einzelnen Bauelemente

$$C = \frac{1}{2\,\pi\, f_{HC} X_C}$$

$$C_1 = C_4 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 1{,}67} = 7{,}9\ \text{pF},$$

$$C_2 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0{,}625} = 21\ \text{pF},$$

$$C_3 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 12 \cdot 10^9 \cdot 0{,}5} = 26\ \text{pF}.$$

$$L = \frac{X_L}{2\,\pi\, f_{HL}},$$

$$L_1 = L_2 = \frac{0{,}7}{6{,}28 \cdot 1{,}33 \cdot 10^5} = 0{,}84\ \mu\text{H},$$

$$L_3 = L_4 = \frac{0{,}9}{6{,}28 \cdot 1{,}33 \cdot 10^5} = 1{,}08\ \mu\text{H},$$

$$L_5 = L_6 = \frac{0{,}8}{6{,}28 \cdot 1{,}33 \cdot 10^5} = 0{,}96\ \mu\text{H},$$

$$L_7 = L_9 = \frac{1{,}067}{6{,}28 \cdot 1{,}33 \cdot 10^5} = 1{,}3\ \mu\text{H},$$

$$L_8 = \frac{0{,}225}{6{,}28 \cdot 1{,}33 \cdot 10^5} = 0{,}27\ \mu H,$$

somit sind alle Bauelemente der Schaltung bestimmt.

2. Beispiel

Die Aufgabenstellung bleibt wie im ersten Beispiel, jedoch soll die Antennenspeisung diesmal unsymmetrisch sein und einen Wellenwiderstand von 50 Ω aufweisen.

Lösung:

1. Es wird diesmal die π-Schaltung eingesetzt. Die einzelnen Glieder zeigt Bild 2.15a.
2. Die zusammengefaßte Schaltung zeigt Bild 2.15b.
3. Die Berechnung von

$$f_{HL} = \frac{f_g}{Z} = \frac{40 \cdot 10^6}{50} = 0{,}8 \cdot 10^6,\ f_{HC} = f_g \cdot Z =$$

$$40 \cdot 10^6 \cdot 50 = 20 \cdot 10^8 .$$

4. Die Berechnung der Bauelemente:

$$C = \frac{1}{2\,\pi\, f_{HC} X_C},$$

$$C_1 = C_6 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 20 \cdot 10^8 \cdot 0{,}938} = 85\ pF,$$

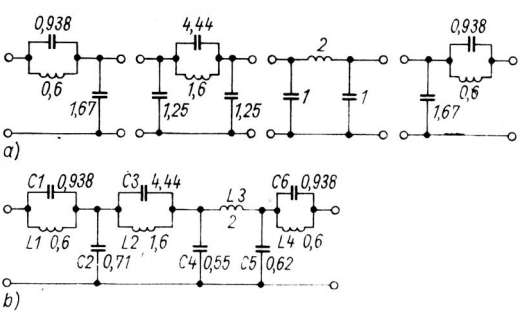


Bild 2.15 Stromlaufplan zum 2. Beispiel

$$C_2 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 20 \cdot 10^8 \cdot 0{,}71} = 112 \text{ pF},$$

$$C_3 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 20 \cdot 10^8 \cdot 4{,}44} = 18 \text{ pF},$$

$$C_4 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 20 \cdot 10^8 \cdot 0{,}55} = 140 \text{ pF},$$

$$C_5 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 20 \cdot 10^8 \cdot 0{,}62} = 128 \text{ pF}.$$

$$L = \frac{X_L}{2\,\pi\, f_{HL}},$$

$$L_1 = L_4 = \frac{0{,}6}{6{,}28 \cdot 0{,}8 \cdot 10^6} = 119\ \mu\text{H},$$

$$L_2 = \frac{1{,}6}{6{,}28 \cdot 0{,}8 \cdot 10^6} = 0{,}318\ \mu\text{H},$$

$$L_3 = \frac{2}{6{,}28 \cdot 0{,}8 \cdot 10^6} = 0{,}4\ \mu\text{H}.$$

3. Beispiel

Über ein gemeinsames 60-Ω-Koaxialkabel soll eine Fernsehantenne für Band 3 und eine UHF-Antenne für Band IV-V angeschlossen werden. Beide Antennen verfügen über Impedanzwandler, so daß von der Weiche zur Antenne ebenfalls 60-Ω-Koaxialkabel verlegt werden kann. Es sind die Bauelemente der Weiche zu bestimmen.

Lösung:

Die Weiche besteht aus einem Hochpaß und einem Tiefpaß. Die Zusammenschaltung der Pässe erfolgt an der Antennenableitung. An diesem Punkt darf kein Halbglied eingesetzt werden, dieses würde den Wellenwiderstand der jeweils entgegengesetzten Weichenhälfte verändern. Bild 2.16a stellt das Prinzip dar. Als Frequenzgrenze wird $f_g = 300$ MHz festgelegt. Damit ist der Abstand zu beiden Frequenzbereichen groß genug.

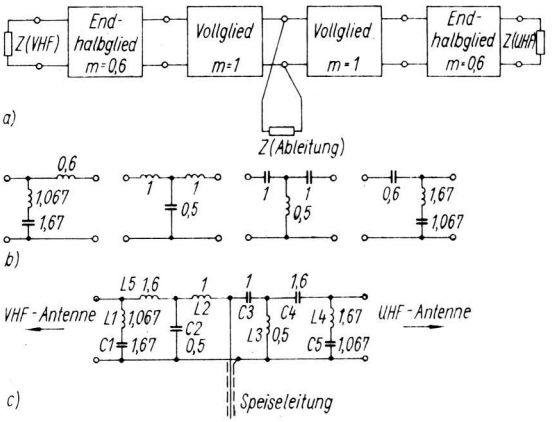


Bild 2.16 Stromlaufplan zum Beispiel einer Antennenweiche

1. Als Schaltung verwendet man die T-Schaltung, da man sie im Bedarfsfall symmetrisch auslegen kann.
2. Es werden die einzelnen Glieder, wie in Bild 2.16b gezeigt, eingesetzt. Das Filter besteht also aus zwei Vollgliedern mit $m = 1$ und zwei versteilerten Halbgliedern mit $m = 0{,}6$.
3. Es werden die Blindwiderstandswerte eingetragen.
4. Die Schaltung vereinfacht man durch Zusammenfassung, wie es Bild 2.16c zeigt.
5. Es sind die Hilfsfrequenzen zu berechnen:

$$f_{HL} = \frac{f_g}{Z} = \frac{300 \cdot 10^6}{60} = 5 \cdot 10^6,$$

$$f_{HC} = f_g \cdot Z = 300 \cdot 10^6 \cdot 60 = 18 \cdot 10^9.$$

6. Es erfolgt die Berechnung der einzelnen Bauelemente:

$$C = \frac{1}{2\,\pi\, f_{HC} X_C},$$

$$C_1 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 18 \cdot 10^9 \cdot 1{,}67} = 5{,}3\ \text{pF},$$

$$C_2 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 18 \cdot 10^9 \cdot 0{,}5} = 17 \text{ pF},$$

$$C_3 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 18 \cdot 10^9 \cdot 1} = 8{,}8 \text{ pF},$$

$$C_4 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 18 \cdot 10^9 \cdot 1{,}6} = 5{,}5 \text{ pF},$$

$$C_5 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 18 \cdot 10^9 \cdot 1{,}067} = 8{,}3 \text{ pF}.$$

$$L = \frac{X_L}{2 \pi f_{HL}},$$

$$L_1 = \frac{1{,}067}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6} = 0{,}034 \ \mu\text{H},$$

$$L_2 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6} = 0{,}032 \ \mu\text{H},$$

$$L_3 = \frac{0{,}5}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6} = 0{,}016 \ \mu\text{H},$$

$$L_4 = \frac{1{,}67}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6} = 0{,}053 \ \mu\text{H},$$

$$L_5 = \frac{1{,}6}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6} = 0{,}051 \ \mu\text{H}.$$

Somit sind alle Bauelemente bestimmt. Selbstverständlich werden mit dieser vereinfachten Rechenoperation nicht die korrekten Werte der exakten Ausrechnung erzielt. In vielen Fällen reicht jedoch das Ergebnis einer solchen Berechnung zumindest für überschlägige Betrachtungen aus.

2.7. Die Berechnung von Bandpässen und Bandsperren

Neben Hoch- und Tiefpässen werden auf dem Gebiet der HF- und NF-Technik auch recht oft Bandpässe und Bandsperren

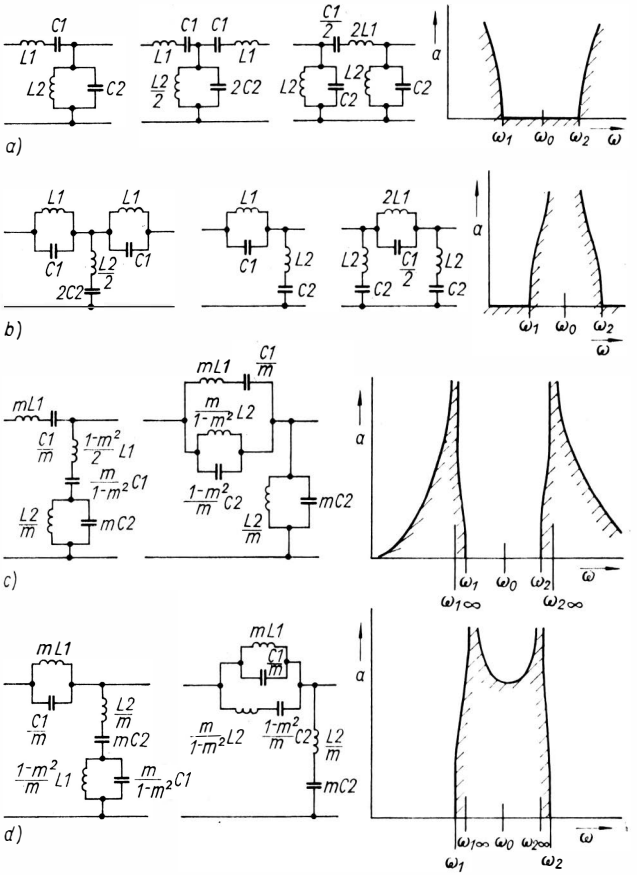


Bild 2.17 Stromlaufpläne und Dämpfungsverlauf von Bandpaß und Bandsperren; a — unversteilertes Bandpaß-Grundglied, b — unversteilertes Bandsperren-Grundglied, c — versteilertes Bandpaß-Halbglied, d — versteilertes Bandsperren-Halbglied

benötigt. Ihre Aufgabe ist es, bestimmte Frequenzbänder mit möglichst geringer Dämpfung passieren zu lassen oder im Falle der Bandsperren möglichst stark zu dämpfen. Jenseits der Bandbreite soll die Dämpfung steil ansteigen bzw. steil abfallen.

Die Durchlaßwirkung beim Bandpaß wird dadurch erreicht, daß man im Längszweig der Schaltung entsprechend dimensionierte Reihenschwingkreise und im Querzweig entsprechend dimensionierte Parallelschwingkreise anordnet. In umgekehrter Anordnung verfährt man beim Aufbau von Bandsperren. Der Dämpfungsverlauf von Bandsperren und Bandpässen sowie die Schaltungsanordnung unversteilerter Grundglieder sind in Bild 2.17a und Bild 2.17b dargestellt. Bild 2.17c und Bild 2.17d zeigen die Schaltungsanordnung und den Dämpfungsverlauf versteilerter Bandpaß- und Bandsperrenhalbglieder.

Die geometrische Bandmittenfrequenz eines Passes ergibt sich zu

$$\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \omega_0 \quad (2.19) \quad \text{bzw.} \quad \sqrt{\omega_1 \omega_2} = \omega_0 \,. \tag{2.20}$$

Bei versteilerten Schaltungen ergibt sich ω_0 auch aus den Dämpfungsspitzen

$$\sqrt{\omega_{1\infty}\, \omega_{2\infty}} = \omega_0. \tag{2.21}$$

Für den Nennwiderstand ergibt sich $Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_2}}$, (2.22)

für die relative Bandbreite $B_{rel} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ (2.23)

und die absolute Bandbreite $B = \omega_2 - \omega_1$. (2.24)

Für die Dimensionierung von Bandpaßhalbgliedern gelten die Beziehungen:

$$L_1 = \frac{Z_0}{\omega_2 - \omega_1}, \tag{2.25}$$

$$L_2 = Z_0 \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0^2} = Z_0 \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1 \cdot \omega_2}, \tag{2.26}$$

$$C_1 = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0^2} = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1 \cdot \omega_2}, \tag{2.27}$$

$$C_2 = \frac{1}{Z_0} = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} \tag{2.28}$$

und für das Bandsperrenhalbglied:

$$L_1 = Z_0 \cdot \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0^2} = Z_0 \cdot \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1 \cdot \omega_2}, \tag{2.29}$$

$$L_2 = Z_0 \cdot \frac{1}{\omega_2 - \omega_1}, \tag{2.30}$$

$$C_1 = \frac{1}{Z_0} = \frac{1}{\omega_2 - \omega_1}, \tag{2.31}$$

$$C_2 = \frac{1}{Z_0} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0^2} = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1 \cdot \omega_2}. \tag{2.32}$$

Darin ist beim T-Glied $Z_0 = 1{,}25\ R$
und beim π-Glied $Z_0 = 0{,}8\ R$.

Für m-Faktoren ergeben sich daraus:

Für Bandpaßhalbglied

$$m = \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_1}{\omega_0}\right)^2}{\left(\frac{\omega_{2\infty}}{\omega_0} - \frac{\omega_{1\infty}}{\omega_0}\right)^2}}, \tag{2.33}$$

$$1 - m^2 = \frac{\left(\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_1}{\omega_0}\right)^2}{\left(\frac{\omega_{2\infty}}{\omega_0} - \frac{\omega_{1\infty}}{\omega_0}\right)^2}. \tag{2.34}$$

Für das Bandsperrenhalbglied

$$m = \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{\omega_{2\infty}}{\omega_0} - \frac{\omega_{1\infty}}{\omega_0}\right)^2}{\left(\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_1}{\omega_0}\right)^2}}, \tag{2.35}$$

$$1 - m^2 = \frac{\left(\frac{\omega_{2\infty}}{\omega_0} - \frac{\omega_{1\infty}}{\omega_0}\right)^2}{\left(\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_1}{\omega_0}\right)^2}. \tag{2.36}$$

Abschließend sei noch bemerkt, daß auf einige Probleme wie Wellenwiderstandsverlauf, Einebnung des Wellenwiderstandes, Dämpfungsmaß sowie zur Behandlung normierter Größen nicht eingegangen wurde. Die Einbeziehung dieses Stoffes hätte aber zu einer wesentlichen Vergrößerung des Kapitels geführt, was im Rahmen dieser Broschüre nicht möglich ist. Trotz dieser Einschränkungen ist mit den vorgestellten Berechnungsunterlagen die Berechnung von Pässen mit einer für die Amateurpraxis ausreichenden Genauigkeit möglich. Abschließend zu diesem Kapitel noch einige Beispiele.

1. Beispiel

Es ist ein einfacher Bandpaß für einen Frequenzbereich von $f_1 = 2{,}8$ kHz bis $f_2 = 6{,}3$ kHz zu konstruieren. Er soll aus zwei T-Gliedern bestehen und ein- und ausgangsseitig mit einem Widerstand von 500 Ω abgeschlossen werden.

Lösung:

$$Z_0 = 1{,}25\,R = 1{,}25 \cdot 500\,\Omega = 625\,\Omega,$$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{2{,}8 \cdot 10^3\ \text{Hz} \cdot 6{,}3 \cdot 10^3} = 4{,}2\ \text{kHz},$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 6{,}28 \cdot 4{,}2 \cdot 10^3\ \text{Hz} = 26\,376\ \text{s}^{-1}.$$

Um die Kantenverzerrungen kleinzuhalten wird

$$f_1' = 0{,}9\,f_1 = 2{,}52\ \text{kHz}, \quad f_2' = \frac{f_2}{0{,}9} = 7\ \text{kHz gewählt.}$$

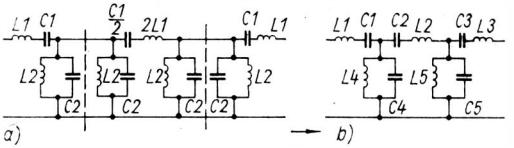


Bild 2.18 Bandpaßschaltung zum 1. Beispiel

Die Bandbreite ergibt sich dann zu:

$$B = f_2 - f_1 = 7\ \text{kHz} - 2{,}52\ \text{kHz} = 4{,}48\ \text{kHz}.$$

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 6{,}28 \cdot 7 \cdot 10^3\ \text{Hz} = 43\,960\ \text{s}^{-1},$$

$$\omega_2 = 2\pi f_2 = 6{,}28 \cdot 2{,}52 \cdot 10^3\ \text{Hz} = 15\,826\ \text{s}^{-1},$$

$$B = \omega_2 - \omega_1 = 43\,960\ \text{s}^{-1} - 15\,826\ \text{s}^{-1} = 28\,134\ \text{s}^{-1}.$$

Die Bauelemente:

$$L_1 = \frac{Z_0}{\omega_0 - \omega_1} = \frac{625\,\Omega}{28134\ \text{s}^{-1}} = 22\ \text{mH},$$

$$L_2 = Z_0 \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega^2_0} = \frac{625\ \Omega \cdot 28134\ \text{s}^{-1}}{26376^2\ \text{s}^{-2}} = 25{,}3\ \text{mH},$$

$$C_1 = \frac{1}{Z_0} \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega^2_0} = \frac{28134\ \text{s}^{-1}}{625\,\Omega \cdot 26376^2\ \text{s}^{-2}} = 65\ \text{nF},$$

$$C_2 = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{1}{625\ \Omega \cdot 28134\ \text{s}^{-1}} = 57\ \text{nF}.$$

Die Schaltung ist in Bild 2.18 gezeigt. Die einzelnen Bauelemente ergeben sich dann wie folgt:

$L_1 = L_3 = 22$ mH, $L_2 = 46$ mH, $L_4 = L_5 = 12{,}6$ mH,
$C_1 = C_3 = 65$ nF, $C_2 = 32$ nF, $C_4 = C_5 = 0{,}114\ \mu$F.

2. Beispiel

Es soll eine Bandsperre aus 2 Gliedern in π-Schaltung aufgebaut werden. Die Daten: $f_1 = 1$ kHz, $f_2 =$ kHz, $f_{1\infty} = 1{,}1$ kHz, $f_{2\infty} = 4{,}5$ kHz. Die Kantenverzerrungen werden durch Korrekturen von f_1 und f_2 nicht berücksichtigt. Bild 2.19 zeigt den Aufbau.

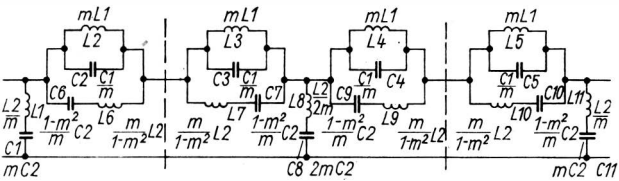


Bild 2.19 Bandsperrenschaltung zum 2. Beispiel

Lösung:

$$f_1 = 1\ \text{kHz},\ \omega_1 = 2\pi f_1 = 6{,}28 \cdot 10^3\ \text{Hz} = 6280\ \text{s}^{-1},$$

$$f_2 = 5\ \text{kHz},\ \omega_2 = 2\pi f_2 = 6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^3\ \text{Hz} = 31400\ \text{s}^{-1},$$

$$f_{1\infty} = 1{,}1\ \text{kHz},\ \omega_{1\infty} = 2\pi f_{1\infty} = 6{,}28 \cdot 1100\ \text{Hz} = 6908\ \text{s}^{-1},$$

$$f_{2\infty} = 4{,}5\ \text{kHz},\ \omega_{2\infty} = 2\pi f_{2\infty} = 6{,}28 \cdot 4{,}5 \cdot 10^3\ \text{Hz} = 28260\ \text{s}^{-1},$$

$$Z_0 = 0{,}8\ \text{R} = 0{,}8 \cdot 500\,\Omega = 400\,\Omega,\ B = f_2 - f_1 = 5\ \text{kHz} - 1\ \text{kHz} = 4\ \text{kHz} \triangleq 25150\ \text{s}^{-1},$$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{1\ \text{kHz} \cdot 5\ \text{kHz}} = 2{,}24\ \text{kHz},\ \omega_0 = 14067\ \text{s}^{-1}.$$

$$L_1^* = Z_0 \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0^2} = \frac{400\,\Omega \cdot 25120\ \text{s}^{-1}}{14067^2\ \text{s}^{-2}} = 50{,}7\ \text{mH},$$

$$L_2^* = Z_0 \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{400\,\Omega}{25150\ \text{s}^{-1}} = 15{,}9\ \text{mH},$$

$$C_1^* = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{1}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{1}{400\,\Omega \cdot 25150\ \text{s}^{-1}} = 99\ \text{nF},$$

$$C_2^* = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0^2} = \frac{25120\ \text{s}^{-1}}{400\,\Omega \cdot 14067^2\ \text{s}^{-2}} = 0.317\ \mu\text{F}.$$

Die ermittelten Werte sind nun noch mit dem m-Faktor zu multiplizieren. Der m-Faktor errechnet sich nach Gl. (2.35) und Gl. (2.36). An dieser Stelle wird darauf verzichtet, den m-Faktor vorzurechnen. Er ergibt sich zu

$m = 0{,}535, \qquad 1 - m^2 = 0{,}715.$ Daraus folgen:

$$L_1 = L_{11} = \frac{L_2^*}{m} = \frac{15{,}9\ \text{mH}}{0{,}535} = 29{,}9\ \text{mH},$$

$$L_2 = L_3 = L_4 = L_5 = mL_1^* = 0{,}535 \cdot 50{,}7\ \text{mH} = 27{,}1\ \text{mH},$$

$$L_6 = L_7 = L_9 = L_{10} = \frac{m}{1 - m^2} \cdot L_2^* = \frac{0{,}535}{0{,}715} \cdot 15{,}9\ \text{mH} = 11{,}89\ \text{mH},$$

$$L_8 = \frac{L_2^*}{2m} = \frac{15{,}9\ \text{mH}}{2 \cdot 0{,}535} = 14{,}8\ \text{mH},$$

$$C_1 = C_{11} = mC_2^* = 0{,}535 \cdot 0{,}317\ \mu\text{F} = 0{,}17\ \mu\text{F},$$

$$C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = \frac{C_1^*}{m} = \frac{99\ \text{nF}}{0{,}535} = 185\ \text{nF},$$

$$C_6 = C_7 = C_9 = C_{10} = \frac{1 - m^2}{m} \cdot C_2^* = \frac{0{,}715}{0{,}535} \cdot 0{,}317\ \mu\text{F} = 0{,}423\ \mu\text{F},$$

$$C_8 = 2mC_2^* = 2 \cdot 0{,}535 \cdot 0{,}317\ \mu\text{F} = 0{,}339\ \mu\text{F}.$$

2.8. Die Berechnung von Bandpässen nach Tabellen

Für die Berechnung von Bandpässen werden ebenfalls die Hilfsfrequenzen f_{HC} und f_{HL} benötigt. An Stelle der Grenzfrequenz f_g tritt hier die Bandmittenfrequenz f_m. Mit f_m errechnen sich die Hilfsfrequenzen

$$f_{HC} = f_m \cdot Z \text{ und } f_{HL} = \frac{f_m}{Z}. \tag{2.37}$$

Die Bandmittenfrequenz

$$f_m = \sqrt{f_o\, f_u}, \tag{2.38}$$

wobei f_o die obere und f_u die untere Grenzfrequenz ist.

Um die Blindwiderstände der einzelnen Bauelemente bestimmen zu können, wird noch die relative Bandbreite B_{rel} benötigt;

$$B_{rel} = \frac{f_o}{f_m}. \tag{2.39}$$

In Tabelle 2.1 bis Tabelle 2.6 sind nun die einzelnen Blindwiderstände für die zugehörigen Schaltungen in Abhängigkeit von der relativen Bandbreite angegeben.
Die Reihenfolge der Berechnung ist nun folgende:

1. Auswahl der Schaltung (T- oder π-Schaltung)
2. Zusammenstellung der einzelnen Glieder der Schaltung
3. Berechnung der Bandmittenfrequenz f_m
4. Berechnung der Hilfsfrequenzen
5. Berechnung der relativen Bandbreite
6. Bestimmung der Blindwiderstände aus den Tabellen
7. Bestimmung der Bauelemente nach Gleichung (2.17) und Gleichung (2.18). Zur Anwendung des Besprochenen sollen nun einige Beispiele berechnet werden.

1. Beispiel

Es soll ein Bandpaß für eine NF-Schaltung berechnet werden. Die untere Grenzfrequenz beträgt 500 Hz und die obere Grenzfrequenz 800 Hz. Der Ein- und Ausgangswiderstand beträgt $R_e = R_a = Z = 1{,}5\ k\Omega$. Es sind die Bauelemente zu berechnen. Der Bandpaß darf keinen Gleichstromfluß gestatten.

Lösung:

1. Es ist nur mit der T-Schaltung möglich, den Gleichstromfluß zu unterbinden.
2. Die Schaltung wird mit je einem Vollglied m = 1 und zwei Halbgliedern m = 0,6 aufgebaut (Bild 2.26).
3. Berechnung der Bandmittenfrequenz
$$f_m = \sqrt{f_o f_u} = \sqrt{800\ Hz \cdot 500\ Hz} = 632\ Hz.$$
4. Berechnung der Hilfsfrequenzen
$$f_{HC} = f_m Z = 632 \cdot 1{,}5 \cdot 10^3 = 948 \cdot 10^3,$$

B_{rel}	X_L bei f_{HL}			X_C bei f_{HC}		
	L_1	L_2	L_3	C_1	C_2	C_3
1,05	6,12	20,40	22,10	6,12	22,10	20,40
1,10	3,16	9,87	12,70	3,16	12,70	9,87
1,15	2,14	6,49	9,20	2,14	9,20	6,49
1,20	1,63	4,72	7,40	1,63	7,40	4,72
1,25	1,33	3,70	6,48	1,30	6,48	3,70
1,30	1,11	3,03	5,80	1,11	5,80	3,03
1,35	0,984	2,56	5,42	0,984	5,42	2,56
1,40	0,876	2,22	5,12	0,876	5,12	2,22
1,45	0,792	1,96	4,95	0,792	4,95	1,96
1,50	0,720	1,75	4,71	0,720	4,71	1,75

Tabelle 2.1.

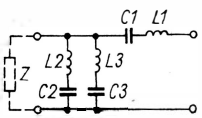


Bild 2.20
Endhalbglied mit m = 0,6 (gehört zu Tabelle 2.1)

B_{rel}	X_L bei f_{HL}			X_C bei f_{HC}		
	L_1	L_2	L_3	C_1	C_2	C_3
1,05	8,15	4,23	4,98	8,15	4,98	4,23
1,10	4,21	2,04	2,78	4,21	2,78	2,04
1,15	2,86	1,31	2,04	2,86	2,04	1,31
1,20	2,17	0,935	1,73	2,17	1,73	0,935
1,25	1,78	0,738	1,53	1,78	1,53	0,736
1,30	1,48	0,588	1,41	1,48	1,41	0,588
1,35	1,31	0,506	1,34	1,31	1,34	0,506
1,40	1,17	0,438	1,30	1,17	1,30	0,438
1,45	1,06	0,385	1,27	1,06	1,27	0,385
1,50	0,98	0,340	1,25	0,96	1,25	0,340

Tabelle 2.2.

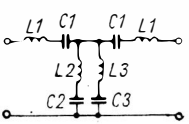


Bild 2.21
Vollglied m = 0,8 (gehört zu Tabelle 2.2)

B_{rel}	X_L bei f_{HL}		X_C bei f_{HC}	
	L_1	L_2	C_1	C_2
1,05	10,20	0,049	10,20	0,049
1,10	5,26	0,095	5,26	0,095
1,15	3,57	0,140	3,57	0,140
1,20	2,72	0,183	2,72	0,183
1,25	2,22	0,225	2,22	0,225
1,30	1,88	0,265	1,88	0,265
1,35	1,64	0,304	1,64	0,304
1,40	1,46	0,342	1,46	0,342
1,45	1,32	0,380	1,32	0,380
1,50	1,20	0,417	1,20	0,417

Tabelle 2.3

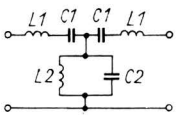


Bild 2.22
Vollglied m = 1 (gehört zu Tabelle 2.3)

B_{rel}	X_L bei f_{HL}			X_C bei f_{HC}		
	L_1	L_2	L_3	C_1	C_2	C_3
1,05	0,045	0,049	0,163	0,049	0,045	0,163
1,10	0,079	0,101	0,316	0,101	0,079	0,316
1,15	0,109	0,154	0,467	0,154	0,109	0,467
1,20	0,135	0,212	0,613	0,212	0,135	0,613
1,25	0,154	0,270	0,705	0,270	0,154	0,705
1,30	0,172	0,330	0,900	0,330	0,172	0,900
1,35	0,184	0,391	1,020	0,391	0,184	1,020
1,40	0,195	0,450	1,140	0,450	0,195	1,140
1,45	0,202	0,510	1,260	0,510	0,202	1,260
1,50	0,212	0,572	1,390	0,572	0,212	1,390

Tabelle 2.4

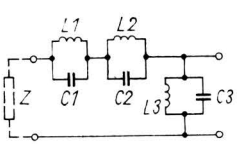


Bild 2.23
Endhalbglied m = 0,6 (gehört zu Tabelle 2.4)

B_{rel}	X_L bei f_{HL}			X_C bei f_{HC}		
	L_1	L_2	L_3	C_1	C_2	C_3
1,05	0,236	0,201	0,123	0,201	0,236	0,123
1,10	0,490	0,360	0,238	0,360	0,490	0,238
1,15	0,763	0,490	0,350	0,490	0,763	0,350
1,20	1,070	0,578	0,461	0,578	1,070	0,461
1,25	1,360	0,653	0,562	0,653	1,360	0,562
1,30	1,700	0,709	0,675	0,709	1,700	0,675
1,35	1,980	0,746	0,763	0,746	1,980	0,763
1,40	2,280	0,769	0,855	0,769	2,280	0,855
1,45	2,600	0,787	0,943	0,787	2,600	0,943
1,50	2,940	0,800	1,040	0,800	2,940	1,040

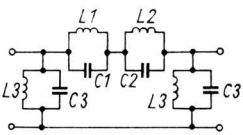


Tabelle 2.5

Bild 2.24
Vollglied m = 0,8 (gehört zu Tabelle 2.5)

B_{rel}	X_L bei f_{HL}		X_C bei f_{HC}	
	L_1	L_2	C_1	C_2
1,05	20,40	0,098	20,40	0,098
1,10	10,50	0,190	10,50	0,190
1,15	7,14	0,280	7,14	0,280
1,20	5,44	0,367	5,44	0,367
1,25	4,44	0,450	4,44	0,450
1,30	3,76	0,531	3,76	0,531
1,35	3,28	0,609	3,28	0,609
1,40	2,92	0,685	2,92	0,685
1,45	2,64	0,760	2,64	0,760
1,50	2,40	0,834	2,40	0,834

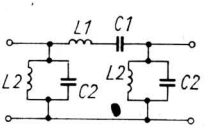


Tabelle 2.6

Bild 2.25
Vollglied m = 1 (gehört zu Tabelle 2.6)

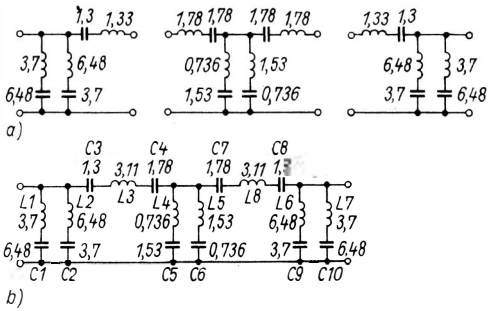


Bild 2.26 Stromlaufplan zum 1. Beispiel

$$f_{HL} = \frac{f_m}{Z} = \frac{632}{1{,}5 \cdot 10^3} = 421{,}33 \cdot 10^{-3} = 0{,}421.$$

5. Die relative Bandbreite $B_{rel} = \frac{f_o}{f_m} = \frac{800}{632} = 1{,}26.$

6. Mit dem Werte $B_{rel} = 1{,}26$ (laut Tabelle 1,25) werden nun die einzelnen Blindwiderstände der Schaltung aus Tabelle 2.1 und Tabelle 2.2 (Bild 2.10 und 2.21) berechnet.
7. Es erfolgt nunmehr die Berechnung der einzelnen Bauelemente.

$$C = \frac{1}{2\pi f_{HC} \cdot X_C}, \; C_1 = C_{10} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 948 \cdot 10^3 \cdot 648}$$
$$= 26 \text{ nF},$$

$$C_3 = C_8 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 948 \cdot 10^3 \cdot 3{,}7} = 45 \text{ nF},$$

$$C_4 = C_7 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 948 \cdot 10^3 \cdot 1{,}78} = 94 \text{ nF},$$

$$C_5 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 948 \cdot 10^3 \cdot 1{,}53} = 0{,}109 \,\mu\text{F},$$

$$C_6 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 948 \cdot 10^3 \cdot 0{,}736} = 0{,}228 \,\mu\text{F}.$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f_{HL}},$$

$$L_1 = L_7 = \frac{3{,}7}{6{,}28 \cdot 0{,}421} = 1{,}4\ \text{H},$$

$$L_2 = L_6 = \frac{6{,}48}{6{,}28 \cdot 0{,}421} = 2{,}45\ \text{H},$$

$$L_3 = L_8 = \frac{3{,}11}{6{,}28 \cdot 0{,}421} = 1{,}18\ \text{H},$$

$$L_4 = \frac{0{,}736}{6{,}28 \cdot 0{,}421} = 0{,}28\ \text{H},$$

$$L_5 = \frac{1{,}53}{6{,}28 \cdot 0{,}421} = 0{,}579\ \text{H}.$$

Abschließend zu diesem Kapitel noch ein Beispiel zur Gegenüberstellung der exakten Berechnung mit den vereinfachten Berechnungsmethoden über die Blindwiderstände.

Beispiel

Es soll ein Tiefpaß in T-Schaltung berechnet werden. Der Paß soll aus 4 Halbgliedern zusammengesetzt werden, für alle Halbglieder gilt $m = 0{,}6 \cdot f_g = 2000$ Hz, Lastwiderstand $R = 400\,\Omega$.

1. Lösung: (Bild 2.27)

Die Aufgabe wird nach Abschnitt 2.3. berechnet.

$$Z_o = \frac{R}{0{,}8} = \frac{400\,\Omega}{0{,}8} = 500\ \Omega,\ L = \frac{Z_o}{\omega_g} = \frac{500\,\Omega}{6{,}28 \cdot 2 \cdot 10^3\ \text{s}^{-1}} = 39\ \text{mH},$$

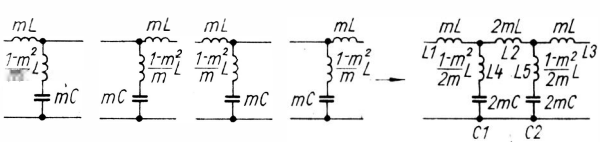


Bild 2.27 Stromlaufplan zum Beispiel

$$C = \frac{1}{\omega_g Z_0} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 500\,\Omega} = 0{,}159\ \mu F,$$

$$\frac{1 - m^2}{2m} = \frac{1 - 0{,}6^2}{2 \cdot 0{,}6} = 0{,}533,$$

$$L_1 = L_3 = mL = 0{,}6 \cdot 39\ mH = 23{,}4\ mH,$$

$$L_4 = L_5 = \frac{1 - m^2}{2m} L = 0{,}533 \cdot 39\ mH = 20{,}787\ mH,$$

$$C_1 = C_2 = 2Cm = 2 \cdot 0{,}6 \cdot 0{,}159\ \mu F = 0{,}191\ \mu F,$$

$$L_2 = 2L_1 = 48\ mH.$$

2. Lösung:

Jetzt soll die Aufgabe mit Hilfe der Blindwiderstände gemäß Abschnitt 2.6. gelöst werden (Bild 2.28).

Variante A: mit Z

$$f_{HL} = \frac{f_g}{Z} = \frac{2000}{400} = 5,$$

$$f_{HC} = f_g Z = 2000 \cdot 400 = 8 \cdot 10^5,$$

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 8 \cdot 10^5 \cdot 0{,}835} = 0{,}238\ \mu F,$$

$$L_1 = L_3 = \frac{0{,}6}{6{,}28 \cdot 5} = 19{,}1\ mH,$$

Variante B: mit Z_0

$$f_{HL} = \frac{f_g}{Z_0} = \frac{2000}{500} = 4,$$

$$f_{HC} = f_g Z_0 = 2000 \cdot 500 = 10^6,$$

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 0{,}835} = 0{,}191\ \mu F,$$

$$L_1 = L_3 = \frac{0{,}6}{6{,}28 \cdot 4} = 23{,}9\ mH,$$

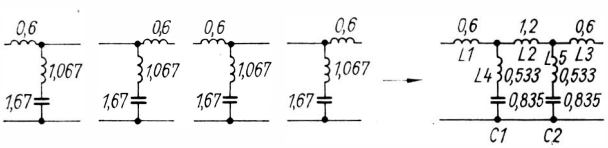


Bild 2.28 Stromlaufplan zum Beispiel

$$L_2 = \frac{1{,}2}{6{,}28 \cdot 5} = 38{,}2\ \text{mH}, \qquad L_2 = \frac{1{,}2}{6{,}28 \cdot 4} = 47{,}8\ \text{mH},$$

$$L_4 = L_5 = \frac{0{,}533}{6{,}28 \cdot 5} = 17\ \text{mH}. \qquad L_4 = L_5 = \frac{0{,}533}{6{,}28 \cdot 4} = 21{,}2\text{mH}.$$

Die Gegenüberstellung zeigt folgende Ergebnisse:

Berechnung nach 2.3.		mit Z:	mit Z_0: nach Abschnitt 2.6.
$L_1 = L_3$:	24 mH,	19,1 mH,	23,9 mH,
L_2:	48 mH,	38,2 mH,	47,8 mH,
$L_4 = L_5$:	21,23 mH,	17,0 mH,	21,2 mH,
$C_1 = C_2$:	0,19 μF,	0,238 μF,	0,191 μF.

Die Aufstellung zeigt, daß beim Einsatz von $R_a = Z$ bei der Errechnung von Pässen mit Hilfe der Blindwiderstände oder Tabellen die Genauigkeit nicht groß ist, jedoch bei der Einfügung von Z_0 eine gute Genauigkeit erreicht wird [4], [5], [6], [7].

Leer

Inhaltsverzeichnis

	Vorwort	3
1.	Schwingkreise	5
1.1.	Der Reihenschwingkreis	5
1.2.	Der Parallelschwingkreis	9
1.3.	Der Schwingkreis als Transformator	19
1.4.	Zusammenstellung der wichtigsten Schwingskreis-gleichungen	22
1.5.	Die Bauelemente des Schwingkreises	25
1.6.	Beispiele	28
2.	Siebschaltungen	32
2.1.	Der Tiefpaß	32
2.2.	Der Hochpaß	36
2.3.	Steile Siebschaltungen	37
2.4.	Zusammenstellung der wichtigsten Gleichungen zur Berechnung von Hoch- und Tiefpässen	39
2.5.	Beispiele mit *Zobel*-Gliedern	39
2.6.	Berechnung von Hoch- und Tiefpässen mit Hilfe der Blindwiderstände	43
2.7.	Die Berechnung von Bandpässen und Bandsperren	50
2.8.	Die Berechnung von Bandpässen nach Tabellen	57

Teil 2 enthält folgende Abschnitte:

3.	Zweikreisige Bandfilter	5
3.1.	Die Berechnung zweikreisiger Bandfilter	5
3.1.1.	Berechnung	8
3.1.2.	Beispiele	18
3.2.	Berechnung zweikreisiger Bandfilter mit Diagrammen	27

3.2.1. Anwendung der Diagramme 40
3.2.2. Beispiele 43

4. Resonanzkreise im Höchstfrequenzgebiet 49
4.1. Schwingkreise im UHF-Bereich 50
4.1.1. Allgemeine Grundlagen 50
4.1.2. Berechnung von Topfkreisen nach Tabellen 60
4.1.3. Beispiele 67
4.1.4. Berechnung angezapfter Leitungskreise mit Diagrammen 71

5. Spezielle Anwendungen von Filterschaltungen ... 76
5.1. Die Stromreinigerkette 76
5.2. Resonanzdrosseln in Heizkreisen 78
5.3. Das *Collins*-Filter 80
6. Tabellenanhang 82
7. Literatur und Quellenangabe 93